



MODÉLISATION D'ANTENNES TRÈS BASSES FRÉQUENCES (VLF/LF) : étude de l'influence de la structure, des composants associés et de l'environnement en vue de leur optimisation

Renaud Cuggia

► To cite this version:

Renaud Cuggia. MODÉLISATION D'ANTENNES TRÈS BASSES FRÉQUENCES (VLF/LF) : étude de l'influence de la structure, des composants associés et de l'environnement en vue de leur optimisation. Modélisation et simulation. Université Nice Sophia Antipolis, 2010. Français. NNT : . tel-00523630

HAL Id: tel-00523630

<https://theses.hal.science/tel-00523630>

Submitted on 5 Oct 2010

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS

ECOLE DOCTORALE STIC

SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION

T H E S E

pour obtenir le titre de

Docteur en Sciences

de l'Université de Nice-Sophia Antipolis

Electronique

présentée et soutenue par

Renaud CUGGIA

**MODÉLISATION D'ANTENNES TRÈS BASSES FRÉQUENCES
(VLF/LF) :**

étude de l'influence de la structure, des composants associés et de
l'environnement en vue de leur optimisation

Thèse dirigée par : *Christian PICHOT (co-directeur)*
Michel NEY (co-directeur)

soutenue le 23 juin 2010

Jury :

M. GILLARD Raphaël	Rapporteur	Professeur, IETR Rennes
M. NDAGIJIMANA Fabien	Rapporteur	Professeur, INP Grenoble
M. BERENGER Jean-Pierre	Examineur	Ingénieur, DGA CATOD
M. DEPIESSE Marc	Examineur	Ingénieur, DGA Tn
M. DUBARD Jean-Lou	Examineur	Professeur, UNSA
M. NEY Michel	Examineur	Professeur, Telecom Bretagne
M. PICHOT Christian	Examineur	Directeur CNRS, UNSA

Invité :

Mlle. LARBI Besma	Invité	Ingénieur, DGA Tn
M. PELLET Michel	Invité	Ingénieur, DGA DS

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'une collaboration entre deux laboratoires universitaires (le LEAT de l'Université de Nice-Sophia Antipolis et le Lab-STICC de l'Université de Bretagne Occidentale) et le Centre Technique des Systèmes Navals (CTSN) de la Délégation Générale de l'Armement (DGA).

Je tiens tout d'abord à remercier mes co-directeurs, les Professeurs Christian Pichot et Michel Ney pour l'encadrement dont j'ai pu bénéficier, pour leur disponibilité et leurs conseils d'une grande sagesse.

« Christian, je tiens à vous exprimer ma plus profonde reconnaissance pour votre soutien, votre confiance, l'intérêt personnel et la gentillesse que vous n'avez eu cesse de m'accorder, pour votre extraordinaire disponibilité et vos conseils avisés »

« Michel, au travers de nos réunions, votre connaissance et rigueur scientifique ont énormément apporté à mon travail et malgré la distance j'ai beaucoup appris grâce à vous. Je vous remercie pour les corrections très souvent « dans l'urgence ». Je regrette qu'on ait pas pu travailler encore plus ensemble »

J'exprime toute ma gratitude au Professeur Jean-Lou Dubard. « Ton expertise sur le code TLM m'aura beaucoup aidé, tu es celui qui aura passé le plus de temps à mes côtés pour gérer les bugs informatiques et les baisses de courage. Je te remercie pour ta disponibilité et tes précieux conseils tant sur le plan scientifique que sur le plan humain »

Je remercie les Professeurs Fabien Ndajigimana et Raphaël Gillard d'avoir accepté d'examiner mon mémoire de thèse et pour l'intérêt que vous avez porté à mon travail en acceptant d'en être les rapporteurs. J'espère que mon travail aura été à la hauteur de vos espérances.

Merci Besma, Merci Marc pour la confiance que vous m'avez accordé. J'ai beaucoup apprécié nos réunions scientifiques et votre expertise incomparable du domaine VLF/LF. C'est avec beaucoup d'intérêt que je suis venu vous rendre visite au CTSN.

MERCI aux membres du laboratoire qui sont pour la plupart bien plus que de simples collègues de bureau, j'ai vraiment apprécié votre soutien, votre présence tout au long de ces années. Vous m'avez beaucoup apporté et je vous en suis extrêmement reconnaissant. A l'avenir, vous allez énormément me manquer. Je reste bref car il y en aurait bien trop à dire et je risquerais d'en oublier.

Je remercie enfin ma famille pour son irremplaçable et inconditionnel soutien, je ne saurais exprimer tout l'amour que je vous porte.

Table des matières

INTRODUCTION.....	7
CHAPITRE I : TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES.....	13
I)INTRODUCTION.....	15
II)LES TÉLÉCOMMUNICATIONS EN VLF/LF.....	15
<u>II.A)Propagation VLF/LF.....</u>	<u>15</u>
II.A.1)Propagation Ionosphérique.....	16
II.A.1.a)Phénomène Physique.....	16
II.A.1.b)Les théories de la propagation des ondes VLF/LF.....	18
II.A.1.c)Bruit en VLF.....	19
II.A.2)Moyens d'étude en France.....	19
<u>II.B)Réception en milieu marin.....</u>	<u>19</u>
II.B.1)Propriétés du milieu marin.....	19
II.B.1.a)La conductivité.....	20
II.B.1.b)La perméabilité.....	20
II.B.1.c)La permittivité.....	20
II.B.2)Récepteurs.....	21
II.B.2.a)Réception sur bâtiments de surface.....	21
II.B.2.b)Réception sur sous-marins.....	22
II.B.3)Moyens d'étude.....	25
<u>II.C)Émission terrestre.....</u>	<u>26</u>
II.C.1)Théorie des antennes VLF/LF et paramètres d'étude.....	26
II.C.1.a)La hauteur effective.....	28
II.C.1.b)L'impédance d'entrée.....	28
II.C.1.c)La puissance rayonnée.....	28
II.C.1.d)L'efficacité de rayonnement.....	30
II.C.2)Paramètres d'influence et d'optimisation.....	30
II.C.2.a)Influence du plan de sol.....	30
II.C.2.a)Optimisation par Top-Loading.....	32
II.C.2.a)Optimisation par Système de multiples bobines d'accord.....	33
II.C.3)Moyens d'étude.....	34

TABLE DES MATIÈRES

II.C.3.a) Technique de mesure à échelle réduite.....	34
II.C.3.b) Les outils de simulation électromagnétique.....	36
III) LES OUTILS DE MODÉLISATION.....	39
<u>III.A) Présentation des principales méthodes numériques</u>	<u>39</u>
III.A.1) La méthode des moments.....	39
III.A.2) La méthode des éléments finis.....	41
III.A.3) La méthode des différences finies.....	42
<u>III.B) Quelle méthode choisir pour les VLF/LF?.....</u>	<u>45</u>
<u>III.C) Le code TLM développé au LEAT.....</u>	<u>48</u>
III.C.1) La TLM fréquentielle : FDTLM.....	48
III.C.2) La TLM analytique.....	49
III.C.3) La TLM temporelle.....	49
III.C.3.a) Propagation par le réseau de simulation temporelle 3D.....	51
III.C.3.b) Le nœud symétrique condensé hybride (HSCN).....	52
III.C.3.c) Conditions limites.....	55
III.C.3.d) Domaine de validité de la méthode.....	56
III.C.3.e) Analyse spectrale.....	57
III.C.3.f) Organigramme de la méthode TLM.....	59
III.C.3.g) Outil informatique.....	60
IV) CONCLUSION.....	63

<h2>CHAPITRE II : MODÉLISATION MICROSCOPIQUE DES ISOLATEURS.....64</h2>

I) INTRODUCTION.....	66
II) LES ISOLATEURS.....	66
<u>II.A) Bref Historique.....</u>	<u>66</u>
<u>II.B) Designs et types d'isolateurs.....</u>	<u>67</u>
<u>II.C) Caractéristiques.....</u>	<u>68</u>
II.C.1) Caractéristiques physiques.....	69
II.C.1.a) La ligne de fuite.....	69
II.C.1.b) La tenue diélectrique.....	69
II.C.1.c) La ligne d'arc.....	69
II.C.1.d) L'anneau corona.....	70
II.C.2) Caractéristiques fonctionnelles.....	70
II.C.2.a) Durée de vie.....	70
II.C.2.b) Défauts de fonctionnement.....	71

TABLE DES MATIÈRES

II.C.2.c) Remèdes.....	71
<u>II.D) L'effet couronne.....</u>	<u>72</u>
II.D.1) Description.....	72
II.D.2) Modes d'émission.....	72
II.D.2.a) Petites aigrettes négatives (impulsions de Trichel).....	73
II.D.2.b) Zone de conductivité d'Hermstein.....	73
II.D.2.c) Grandes aigrettes positives	73
II.D.3) Les décharges alternatives.....	74
II.D.4) Moyens d'étude.....	74
III) CARACTÉRISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	75
<u>III.A) Bibliographie.....</u>	<u>75</u>
<u>III.B) L'isolateur étudié.....</u>	<u>76</u>
<u>III.C) Validation et caractérisation électromagnétique.....</u>	<u>78</u>
III.C.1) Répartition axiale du champ électrique.....	79
III.C.1.a) Isolateur sans mandrin central ni ailette.....	79
III.C.1.b) Isolateur complet.....	79
III.C.2) Répartition planaire des champs électromagnétiques (2D).....	81
IV) CARACTÉRISATION ÉLECTRIQUE.....	83
<u>IV.A) Principe.....</u>	<u>83</u>
<u>IV.B) Méthodologie.....</u>	<u>84</u>
IV.B.1) Calcul de la tension aux bornes du composant.....	84
IV.B.2) Calcul du courant traversant le composant.....	84
<u>IV.C) Validation.....</u>	<u>86</u>
<u>IV.D) Résultats.....</u>	<u>88</u>
IV.D.1) Isolateur composite.....	90
IV.D.2) Isolateur sous pollution atmosphérique.....	91
V) CONCLUSION.....	94

CHAPITRE III : MODÈLE DE FILS MINCES ARBITRAIREMENT ORIENTÉS AVEC COMPOSANTS LOCALISÉS.....	96
--	-----------

I) INTRODUCTION.....	98
II) DÉVELOPPEMENTS THÉORIQUES.....	98
<u>II.A) Système d'équations.....</u>	<u>98</u>
II.A.1) Équations du fil.....	98
II.A.2) Discrétisation et Normalisation.....	99

TABLE DES MATIÈRES

<u>II.B)Schéma numérique du modèle « Fil Mince ».....</u>	<u>100</u>
II.B.1)Tensions et courants sur le fil.....	102
II.B.2)Étape « Répartition ».....	105
II.B.3)Interaction champs électromagnétiques - courant sur le fil.....	106
<u>II.C)Intégration de composants localisés.....</u>	<u>110</u>
II.C.1)Méthode de la « Source de tension ».....	110
II.C.2)Méthode « Parallèle ».....	112
II.C.1)Méthode « Série ».....	118
<u>II.D)Conclusion.....</u>	<u>122</u>
III)VALIDATION DES COMPOSANTS COUPLÉS AU MODÈLE DE « FIL MINCE ».....	124
<u>III.A)Cas d'une structure guidée.....</u>	<u>124</u>
III.A.1)Ligne Bifilaire chargée par un court-circuit.....	126
III.A.2)Ligne Bifilaire chargée par un circuit-ouvert.....	130
III.A.3)Ligne Bifilaire chargée par une résistance.....	132
III.A.4)Ligne Bifilaire chargée par un condensateur.....	134
III.A.5)Ligne Bifilaire chargée par une inductance.....	138
III.A.6)Conclusion.....	142
<u>III.B)Cas d'une structure rayonnante.....</u>	<u>143</u>
III.B.1)Charges Inductives.....	144
III.B.1.a)Méthode de la « Source de tension ».....	144
III.B.1.b)Méthode « Série ».....	146
III.B.2)Charges Capacitives.....	147
III.B.2.a)Méthode de la « Source de tension ».....	148
III.B.2.b)Méthode « Série ».....	149
IV)CONCLUSION.....	150

CHAPITRE IV : SIMULATION D'ANTENNES VLF/LF.....152

I)INTRODUCTION.....	154
II)ÉTUDE D'ANTENNES PARAPLUIE.....	154
<u>II.A)Présentation.....</u>	<u>154</u>
<u>II.B)Modélisation.....</u>	<u>154</u>
<u>II.C)Antenne Parapluie avec 6 bras.....</u>	<u>158</u>
II.C.1)Admittance d'entrée.....	158
II.C.1.a)Antenne sans structure de soutien.....	158
II.C.1.b)Antenne avec structure de soutien.....	160

TABLE DES MATIÈRES

II.C.2) Tension et courant sur l'antenne.....	162
II.C.2.a) Tension et courant sur les câbles.....	162
II.C.2.b) Tension au niveau des isolateurs.....	165
II.C.3) Rayonnement.....	165
II.C.3.a) Diagramme de rayonnement.....	165
II.C.3.b) Directivité et efficacité de rayonnement.....	166
II.C.4) Influence des isolateurs.....	167
<u>II.D) Antenne Parapluie avec 12 bras.....</u>	<u>169</u>
<u>II.E) Conclusion.....</u>	<u>172</u>
III) ÉTUDE DE L'ANTENNE OMEGA « E » DE L'ILE DE LA RÉUNION.....	173
<u>III.A) Présentation.....</u>	<u>173</u>
<u>III.B) Modélisation.....</u>	<u>174</u>
<u>III.C) Résultats.....</u>	<u>178</u>
III.C.1) Impédance d'entrée.....	178
III.C.2) Tension et courant sur l'antenne.....	180
III.C.3) Rayonnement.....	181
<u>III.D) Conclusion.....</u>	<u>182</u>
IV) CONCLUSION.....	184

CONCLUSION.....	186
------------------------	------------

PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS.....	190
--	------------

BIBLIOGRAPHIE.....	194
---------------------------	------------

INTRODUCTION

INTRODUCTION

INTRODUCTION

INTRODUCTION

La force de dissuasion nucléaire française débute en 1958 pendant la Guerre froide par la décision du Général de Gaulle. Les fondements de la doctrine française sont la prévention de la guerre et la défense des intérêts vitaux du pays par la menace de dommages très importants pour l'adversaire. Depuis le renoncement aux missiles sol-sol du plateau d'Albion, cette dissuasion repose principalement sur des missiles balistiques emportés par des sous-marins nucléaires. La Marine nationale, avec la force océanique stratégique (FOST) est le pilier principal de la dissuasion nucléaire française. Depuis 30 ans, il y a en permanence au moins un sous-marin en patrouille dans le monde. Il est indispensable de pouvoir leurs transmettre des informations (ordres de missions) où qu'ils se trouvent sur la planète et à n'importe quel moment.

La gamme de fréquences Very Low Frequency/Low Frequency (VLF/LF), qui s'étend entre 3 et 300 kHz, présente les propriétés très intéressantes de pénétrer dans l'eau de mer et de pouvoir transmettre des informations à plusieurs milliers de kilomètres sans compromettre la position des navires. Cette gamme est donc une candidate privilégiée pour les communications militaires avec des sous-marins en plongée. Les télécommunications VLF/LF, à cause de leurs débits limités, ont été restreintes dans le domaine civil à des utilisations de références horaires et comme systèmes de radionavigation à couverture mondiale. Les progrès dans le domaine de la radionavigation par satellite, a entraîné la disparition des systèmes de radionavigation (tel que le réseau OMEGA) et a ainsi restreint les utilisations civiles aux références horaires. Aujourd'hui, seuls les militaires continuent à exploiter la gamme VLF/LF avec des systèmes à forte puissance pour la communication sous-marine.

Le réseau actuellement en service date de plusieurs dizaines d'années et a été établi à partir d'études empiriques réalisées dans le passé. Par son aspect pluri-disciplinaire l'étude de l'ensemble d'une chaîne de transmission VLF/LF fait appel à un grand nombre de domaines scientifiques qui ne peuvent être maîtrisés par une seule communauté scientifique. Les compétences du LEAT dans les domaines des télécommunications et de la modélisation numérique ont été sollicitées pour entreprendre des analyses précises, au moyen d'outils de simulation électromagnétique, en vue d'améliorer les performances des antennes émettrices et de concevoir des structures antennaires innovantes.

Cette gamme de fréquences présente des particularités qui la rendent difficile à appréhender :

- les longueurs d'onde sont de plusieurs kilomètres alors que les câbles rayonnants ne font que quelques centimètres de diamètre,
- les ondes pénètrent dans le sol sur plusieurs dizaines de mètres. Celui-ci peut donc avoir une forte influence sur la qualité du rayonnement,
- des puissances de plusieurs centaines de kilowatts sont mises en œuvre, ce qui peut induire des tensions et des courants considérables (centaines de kV) sur les

INTRODUCTION

structures antennaires à la limite de fonctionnement des composants technologiques existants (isolateurs,...).

Par conséquent, la simulation de ces antennes nécessite l'utilisation de méthodes bien souvent en limite ou au delà de leur domaine de validité et par conséquent peu d'outils de simulation électromagnétique donnent des résultats probants comparés aux mesures expérimentales. Grâce aux progrès des calculateurs, des techniques sophistiquées peuvent maintenant être envisagées.

L'objectif de ce travail, réalisé en collaboration entre le pôle MOM (Micro-Onde Matériaux) du Lab-STICC (CNRS, site TELECOM Bretagne) et le LEAT (Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunications) de l'Université de Nice-Sophia Antipolis, est de développer un logiciel de simulation numérique performant permettant de prédire le comportement d'antennes VLF/LF de forme complexe en tenant compte de leur environnement (plan de sol, infrastructures environnantes, composants localisés tels que les isolateurs et bobines d'accord,...).

Depuis plusieurs années, le LEAT développe et utilise un code de calcul tridimensionnel basé sur la méthode temporelle des lignes de transmission (TLM) dans le but de modéliser et de concevoir des antennes de plus en plus complexes. Cette méthode a montré sa capacité à résoudre de nombreux problèmes dans le domaine des microondes. De nombreux développements (parois absorbantes, composants actifs, parallélisation,...) ont abouti à un code de calcul performant, capable de simuler des structures de formes complexes et arbitraires, avec des temps de calculs raisonnablement courts.

Bien que disposant d'un maillage variable, le facteur fortement multi-échelle des structures antennaires VLF/LF est pénalisant en termes de ressources informatiques. Il s'est avéré nécessaire de pouvoir modéliser les fils minces à l'aide d'une seule cellule TLM. Ce thème a été le sujet principal de la thèse de Besma Larbi dans le cadre d'une bourse DGA/CNRS soutenue en octobre 2006.

La modélisation des isolateurs, composants permettant d'isoler les câbles rayonnants de la structure de soutien, n'a encore jamais été réalisé avec un outil de modélisation électromagnétique temporel. Leur comportement à très haute tension est peu connu dans la bande des fréquences VLF/LF. De plus, une modélisation microscopique permettra d'extraire un schéma électrique équivalent représentant le comportement courant-tension de l'isolateur dans la bande VLF/LF. Ce schéma électrique spécifique à l'isolateur sera alors intégré sous forme de composant localisé arbitrairement orienté dans le formalisme fil mince.

Dans le premier chapitre, le fonctionnement global d'une liaison VLF/LF sera rappelé. Nous verrons dans cette partie quelles sont les contraintes liées au domaine VLF/LF et quels sont les outils numériques les plus performants susceptibles de les étudier. Il sera également montré qu'à l'heure actuelle des développements sont encore nécessaires pour palier aux faiblesses des

INTRODUCTION

méthodes numériques conventionnelles. Nous présenterons la méthode TLM développée au LEAT qui semble être un outil de modélisation prometteur pour la simulation d'antennes VLF/LF.

Dans le second chapitre, l'étude microscopique d'un isolateur répondant aux spécificités des antennes VLF sera réalisée. Cette étude permettra de déduire un modèle électrique équivalent précis de l'isolateur sur une large bande de fréquences incluant le domaine VLF/LF. Dans un premier temps nous verrons la méthodologie employée puis les premiers résultats obtenus pour un isolateur composite.

Le troisième chapitre rappelle le développement théorique du modèle « Fil Mince » et présente ensuite trois méthodes distinctes pour inclure des composants localisés dans le modèle. La validité et les performances de ces méthodes sont ensuite discutées.

Enfin, dans le dernier chapitre, des résultats de modélisation TLM de structures VLF/LF seront présentés. L'influence des structures de soutien (câbles et tours de soutien, isolateurs) sur les paramètres de fonctionnement de ces antennes sera étudiée. Ce dernier chapitre permettra également de mettre en avant les points à améliorer au code TLM.

Les perspectives seront développées dans la conclusion.

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

CHAPITRE I : TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

I) INTRODUCTION

La première partie de ce chapitre présente un aperçu global des télécommunications VLF/LF. Une étude plus détaillée sera réalisée sur les systèmes d'émission terrestres avec notamment l'énumération des paramètres déterminants pour leur optimisation. Seront également abordées les spécificités de la gamme VLF/LF ainsi que les moyens d'étude.

Dans une seconde partie seront présentées les méthodes numériques les plus utilisées pour la modélisation de problèmes électromagnétiques. Une étude est réalisée afin de déterminer laquelle de ces méthodes est la plus en adéquation avec les spécificités de la gamme VLF/LF.

Nous verrons enfin les apports et les atouts du LEAT notamment en termes de modélisation électromagnétique avec la présentation du code TLM.

II) LES TÉLÉCOMMUNICATIONS EN VLF/LF

Les télécommunications très basses fréquences regroupent plusieurs domaines d'expertise tels que la simulation d'antennes, la maîtrise de fortes puissances, la propagation ionosphérique mais encore la physique des orages, le traitement du signal, la connaissance des différents environnements radio électrique et l'électronique embarquée des antennes de réception. Nous allons nous attarder dans cette partie sur certains de ces domaines pour donner un aperçu du fonctionnement d'une liaison radioélectrique VLF/LF. Nous regarderons dans un premier temps comment ces ondes se propagent, quelles sont les difficultés rencontrées à la réception, quels sont les systèmes d'émissions et les moyens mis en œuvre pour leur étude et leur amélioration.

II.A) Propagation VLF/LF

La propagation des ondes électromagnétiques est un phénomène complexe qui dépend fortement de l'environnement et des propriétés intrinsèques à chaque gamme de fréquences. La propagation VLF/LF s'effectue en deux temps (**Figure I.1**) :

- propagation par onde de sol ou de surface
- propagation par onde de ciel ou ionosphérique (la plus importante)

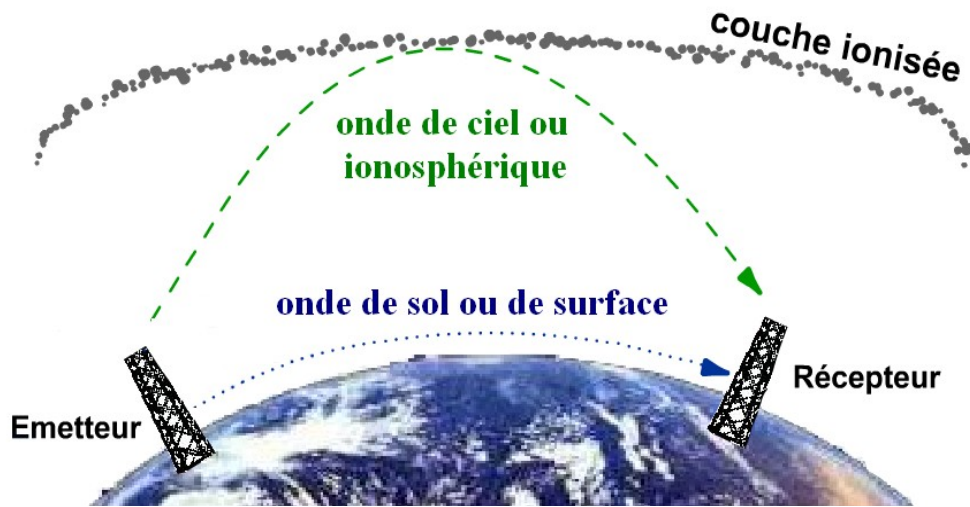


Figure I.1 Propagations VLF/LF

Les ondes de sol ou de surface se propagent par diffraction autour de la surface terrestre jusqu'à 1000 km environ. L'efficacité de la propagation dépend de l'absorption des ondes. La nature du sol et les alternances Terre / Mer rencontrées sur le trajet conduisent à d'importantes perturbations de phase, d'amplitude de polarisation et de vitesse, notamment le long des côtes (c'est ce qu'on appelle l'effet « littoral »). Sur mer, les perturbations sont plus faibles et la propagation plus régulière.

La propagation des ondes VLF/LF s'effectue principalement dans le guide d'onde ionosphérique limité d'une part par le sol (caractérisé par sa conductivité) et d'autre part par les couches de l'ionosphère (les couches D et E pour la gamme de fréquences VLF/LF).

Nous allons détailler les phénomènes physiques, l'évolution des théories permettant la compréhension et la modélisation de ce canal de transmission ainsi que les moyens d'étude.

II.A.1) Propagation Ionosphérique

II.A.1.a) *Phénomène Physique*

L'ionosphère joue un rôle très important dans la propagation des ondes radio. Elle permet aux ondes électromagnétiques de parcourir des distances plus grandes que la simple ligne de vue, par réflexion sur les couches ionisées de l'atmosphère. Les propriétés d'ionisation et les hauteurs des différentes couches (D, E, F1 et F2) constituant la ionosphère sont représentées sur la **Figure I.2**. Le modèle physico-chimique de l'ionosphère est très compliqué et dépend de l'activité solaire [Thomson93].

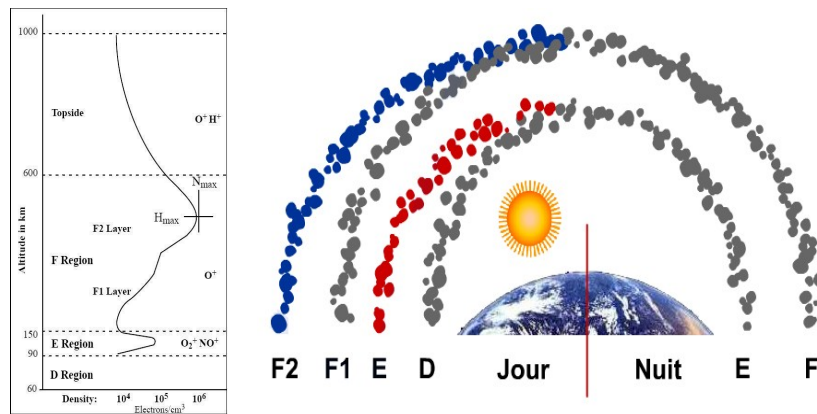


Figure I.2 Propriétés de l'ionosphère

Au cours de la nuit, en l'absence de rayonnement solaire, la couche D disparaît. Les ondes VLF/LF sont donc reflétées par la couche E. La couche D étant que très légèrement ionisée il n'y a pas d'atténuation des ondes qui la traversent. La puissance du signal transmis est donc plus élevée que dans la journée.

Au cours de la journée, l'ionisation de la couche D est plus élevée mais pas suffisamment pour refléter la totalité des ondes VLF/LF . Celles-ci sont donc reflétées en partie par la couche D et la couche E. Elles sont atténuées en passant au travers de la couche D. Une partie des ondes LF peut également être reflétée par la couche F. Lors d'éruptions solaires la couche D peut être suffisamment ionisée (par photo ionisation) pour refléter l'ensemble des ondes VLF/LF. Ce qui se traduit par une forte augmentation de la puissance transmise.

Une couche donnée peut être caractérisée par sa fréquence critique « f_c » telle que tout signal de fréquence inférieure sera réfléchi vers le sol quel que soit l'angle d'incidence et telle que pour un signal de fréquence supérieure son trajet dépend de l'angle d'incidence (**Figure I.3**).

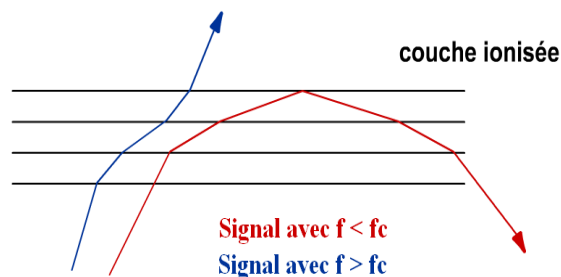


Figure I.3 Fréquence critique des couches ionosphériques

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

La fréquence critique est déterminée pour une incidence perpendiculaire. A d'autres incidences la fréquence limite augmente et on parle alors de FMU (Fréquence Maximale Utilisable, MUF en anglais).

Des perturbations difficiles à prévoir tels que les orages magnétiques, les éruptions solaires ou les aurores polaires viennent modifier les couches et sont responsables de distorsions qui peuvent être problématiques pour les récepteurs des télécommunications.

Dans la gamme LF il existe des zones d'interférence où les ondes qui ont suivi des chemins différents (dû à des réflexions dissymétriques sur l'ionosphère par exemple) se retrouvent :

- soit en phase et il s'agit alors d'une zone de signal fort,
- soit en opposition de phase et il s'agit d'une zone de signal faible.

Ce déphasage variant parfois rapidement laisse apparaître des zones de « fading ».

II.A.1.b) Les théories de la propagation des ondes VLF/LF

C'est à partir de la moitié du XX^{ième} siècle que sont apparus les premiers modèles d'ionosphère permettant la description de la propagation des ondes radio.

La théorie des rayons (théorie courte distance) a permis d'établir les premiers modèles d'ionosphère. Ils ont été créés à partir de l'observation et de l'interprétation de signaux reçus des transmetteurs VLF après réflexion sur l'ionosphère. Ces premiers modèles étaient très rudimentaires : ils considéraient un milieu homogène et fortement délimité [Budden51]. Les mesures étaient analysées afin de déterminer les coefficients de réflexion et de conversion de l'ionosphère pour une bande de fréquences donnée [Budden66]. Des formulations alternatives ont été développées pour prendre en compte au niveau des coefficients de réflexion les variations de densité d'électrons. Cependant, la théorie des rayons n'est pas adaptée pour d'écrire la propagation d'ondes sur des trajets de plus de 1000 km.

La théorie des modes est une théorie longue distance. Un des principaux avantages des ondes VLF/LF est leur faculté à se propager sur de très grandes distances sans subir d'atténuation excessive. Wait, en 1957, est le premier à appliquer la théorie des modes à la propagation VLF/LF dans le guide d'onde créé par la terre et l'ionosphère [Wait57]. La surface terrestre et celle de l'ionosphère sont considérées respectivement comme les plaques inférieure et supérieure d'un guide d'onde parallèle. En 1958, des approximations plus réalistes sur le profil de conductivité de l'ionosphère ont été réalisées par Wait [Wait58] en introduisant un modèle de l'ionosphère développé sur 2 couches. A partir de ce modèle il a été possible d'obtenir une bonne

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

concordance entre simulation et mesure. En 1965, Wait et Spies, suggèrent l'utilisation de modèles d'ionosphère avec des variations exponentielles [Wait65]. Ces modèles sont encore reconnus aujourd'hui comme des modèles standards [Thomson93].

La modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à travers l'ionosphère est aujourd'hui encore d'actualité avec le développement de nouvelles techniques pour la modélisation numérique [Berenger02].

II.A.1.c) Bruit en VLF

Dans le domaine des VLF, on distingue essentiellement trois types de bruit :

- Le bruit atmosphérique radioélectrique, dû aux décharges orageuses, est le bruit prédominant : les éclairs se déchargent dans l'atmosphère, et le champ électromagnétique ainsi créé est piégé dans le guide Terre-Ionosphère. Il en résulte un bruit moyen qui est le bruit atmosphérique. Des études statistiques ont été effectuées grâce à une coopération internationale, le CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications). Des cartes de variations prévisionnelles du bruit en fonction de la latitude, de la longitude, de la saison, du jour, de l'heure,... sont ainsi tracées.
- Le bruit industriel apparaît au dessous de 100 kHz.
- Le bruit galactique dû aux rayons cosmiques.

II.A.2) Moyens d'étude en France

La France travaille sur ses capacités d'observation et de modélisation de l'environnement très basses fréquences [Fieve05].

Ces travaux sont réalisés dans le but de mieux maîtriser et ainsi améliorer les communications VLF/LF. Cependant les moyens d'actions technologiques et techniques sont limités aux antennes émettrices et réceptrices. Nous allons voir comment s'effectuent l'émission et la réception des signaux VLF/LF.

II.B) Réception en milieu marin

II.B.1) Propriétés du milieu marin

Du point de vue de l'électromagnétisme, l'eau de mer est un milieu relativement complexe. De conductivité finie, il est également diélectrique et présente des pertes. La connaissance de la composition de l'eau de mer est nécessaire pour la compréhension des phénomènes

électrochimiques. Nous ne nous attarderons pas sur cet aspect et nous allons exposer les propriétés électriques du milieu qui influent directement sur la propagation électromagnétique : la conductivité, la perméabilité et la permittivité électrique.

II.B.1.a) La conductivité

La conductivité de l'eau de mer est relativement élevée (entre 3 et 5 S.m⁻¹) en comparaison de celle des sols (~10⁻³ S.m⁻¹). Elle est fonction entre autre de la salinité, de la température, de la pression, de la profondeur et de la fréquence. Les variations de la conductivité et de ses paramètres sont susceptibles d'induire des signaux électriques parasites non négligeables. La conductivité provoque ainsi une forte atténuation des signaux alternatifs dans la mer. Pour des sources externes au milieu, une bonne approximation du facteur d'atténuation est donnée par la profondeur de pénétration « épaisseur de peau » (ou « *skin depth* »), qui correspond à la distance, à laquelle le signal subit une atténuation relative de 1/e (équivalent à une atténuation relative de 36%). L'épaisseur de peau est donnée par la formule $\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \mu \omega}}$ où :

δ épaisseur de peau (en mètre)

σ conductivité électrique (en Siemens par mètre)

μ perméabilité magnétique (en Henry par mètre)

$\omega = 2\pi f$ pulsation (en radian par seconde) avec f la fréquence (en Hertz)

Dans la bande VLF/LF la profondeur de pénétration pour une atténuation de 36% est d'environ 4 mètres à 3kHz et 0,4 mètres à 300kHz.

II.B.1.b) La perméabilité

La perméabilité de l'eau de mer est identique à celle des matériaux non ferromagnétiques. Elle est indépendante des autres paramètres et de la fréquence des signaux. Elle peut être considérée comme pratiquement identique à celle de l'air, c'est à dire $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$.

II.B.1.c) La permittivité

L'eau de mer, milieu non magnétique est caractérisé par sa permittivité ou constante diélectrique ϵ . La permittivité électrique relative de l'eau de mer varie entre 78 et 81 en fonction de la salinité, de la fréquence, de la profondeur et de la température. Les valeurs les plus élevées sont obtenues dans des eaux froides et peu salines. La plupart des auteurs utilisent une valeur moyenne de 80 pour la modélisation.

Il existe deux phénomènes d'atténuation au niveau de la réception sous-marine. Le premier correspond à l'atténuation lors du passage au niveau de l'interface air mer. Le second correspond à l'atténuation dans l'eau de mer en fonction de l'immersion. L'ensemble de ces résultats montre la grande difficulté qu'il y a, à assurer les communications avec les sous-marins.

La transmission des signaux au niveau des antennes de réception n'est pas l'objet de l'étude réalisée ici. Des travaux détaillés ont déjà été réalisés dans le domaine des ULF/ELF (Ultra Low Frequencies/Extrem Low Frequencies) [0-300Hz/300Hz-3kHz] au niveau mesure et modélisation [Poulbot93]. Dans le domaine des VLF/LF, des travaux de thèses dirigés par le CTSN (Centre Technique des Systèmes Navals) ont également été réalisés de 1992 à 1999 [Benhabiles95] [Andréani99].

II.B.2) Récepteurs

Pour récupérer un signal VLF/LF, une antenne simple (type fouet) et un dispositif récepteur-analyseur de réseau suffisent. Cependant ces récepteurs récupèrent des signaux extrêmement faibles, ce qui pose des problèmes d'amplification et de sensibilité. La plupart des systèmes de réception VLF sont constitués par des antennes que les navires trainent dans l'eau et que les sous-marins trainent à faible immersion (câbles électriques tractés, antennes cadres tractées).

D'autres moyens de réception sont également utilisés notamment pour des gammes de fréquences plus élevées.

II.B.2.a) Réception sur bâtiments de surface

Bien que les antennes de réception embarquées sur les bâtiments de surface ne soient pas immergées dans l'eau elles doivent tenir compte des spécificités du milieu marin, notamment au niveau de leurs performance, robustesse et conditionnement. Sur les bâtiments de surface, deux sortes d'antennes se distinguent : les antennes passives et les antennes actives.

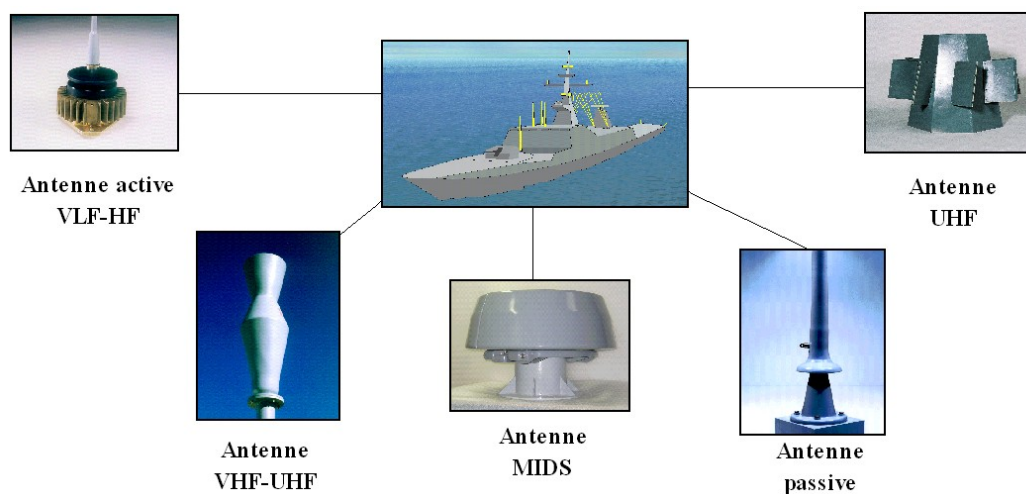


Figure I.4 Antennes des bâtiments de surface

Les antennes passives telles que les antennes fouet sont très avantageuses au niveau de leur robustesse. Leurs points faibles sont leur mauvaise adaptation et leur encombrement plus important que celui des antennes actives. Les antennes actives ont à l'inverse une bonne adaptation en impédance et présentent un faible encombrement. Cependant, ces dispositifs actifs présentent des problèmes de linéarité et de tenues aux champs forts et aux agressions électromagnétiques.

II.B.2.b) Réception sur sous-marins

Les sous-marins disposent de différentes antennes adaptées aux différentes communications : les antennes filaires VLF/LF/HF avec amplificateur intégré, les antennes cadres et les antennes bouée.

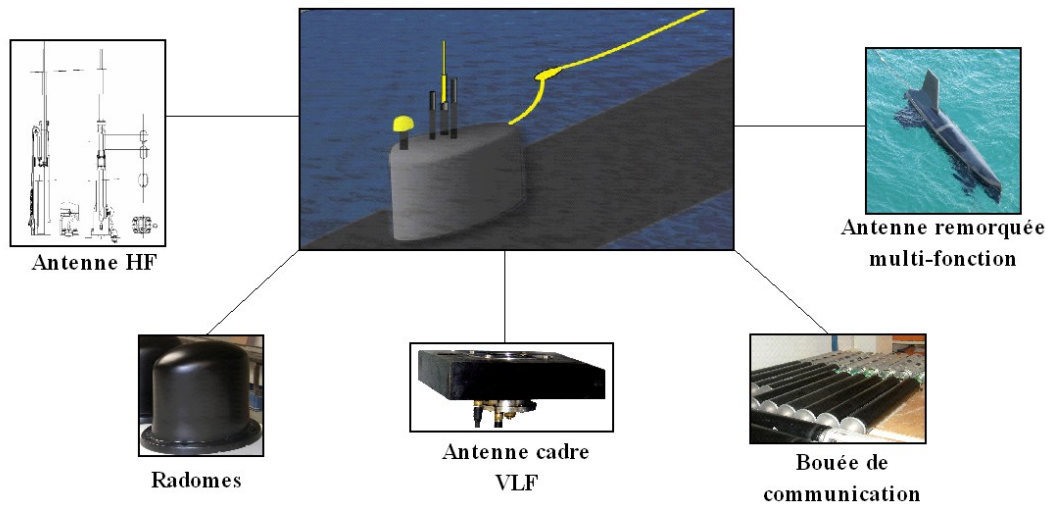


Figure I.5 Antennes de sous-marins

- Antenne Cadre VLF :

L'antenne cadre est l'antenne la plus communément utilisée pour les transmissions VLF/LF. Bien qu'il existe aujourd'hui des antennes plus sophistiquées telle que l'antenne filaire la quasi-totalité des sous-marins en service en est équipée.



Figure I.6 Antenne Cadre VLF

Une antenne cadre est sensible au champ magnétique et non au champ électrique (appelée aussi cadre magnétique). Elle est réalisée par l'enroulement de fils de cuivre autour d'un cadre (cadre à air) ou autour de ferrites (cadre ferrite). Les paramètres influant sur la sensibilité de l'antenne sont le nombre de tours du bobinage, la section de chaque spire. Dans le cas d'une antenne ferrite, la perméabilité du matériau permet d'accroître la tension aux bornes.

- Antenne filaire

L'antenne filaire est trainée par le sous-marin et permet la réception des ondes radios en affleurant à la surface de l'eau.

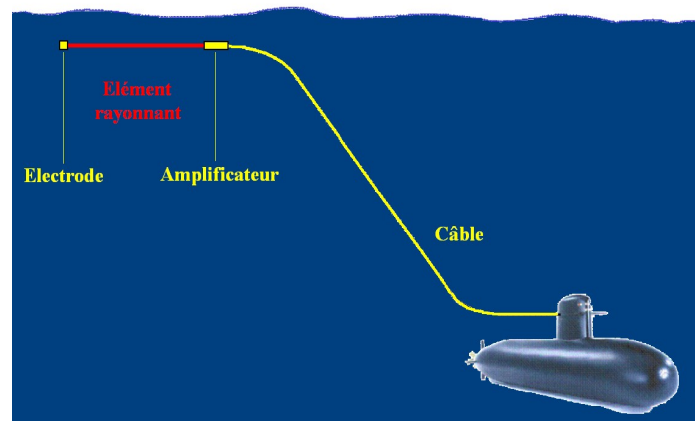


Figure I.7 Antenne Filaire

Cette antenne intégralement rétractable à l'intérieur du sous-marin est large bande (de 10 kHz à 30 MHz). Elle est destinée à la réception de signaux VLF, LF, MF et HF lorsque le sous-marin est en plongée ou à l'immersion périscopique.

- Bouée de communication

La bouée remorquée offre une flexibilité opérationnelle importante au sous-marin en lui permettant de conserver une importante plage de vitesse et d'immersion tout en ayant la possibilité de communiquer avec la surface.

- Antenne HF

Cette antenne peut être utilisée lorsque le système d'émission HF classique est hors de service. Cette antenne est manuellement télescopique et peut être installée aisément dans le kiosque d'un sous-marin.

- Antenne remorquée multifonction

L'antenne remorquée multifonction opère depuis des profondeurs périscopiques dans les bandes HF, VHF et UHF. Cette antenne offre au sous-marin un moyen de communication discret ayant une faible signature radio-électrique comparé aux mâts de communication standard.

- Les radômes

Les radômes ont comme caractéristiques communes la nécessité de résister:

- à la pression hydrodynamique générée par la vitesse du navire
- à la pression statique en immersion

- au choc des vagues

II.B.3) Moyens d'étude

Il existe des plates-formes de test pour antennes sous-marines. Mais ces systèmes coûtent chers. La modélisation numérique est un outil incontournable permettant la simulation d'antennes dans leur environnement.



Figure I.8 Plates-formes de test pour antennes sous-marines

Dans la suite de ce chapitre une étude des outils numériques les plus performants pour la modélisation d'antennes d'émission dans le domaine des VLF/LF sera réalisée. Il serait également judicieux de faire une étude spécifique de ces outils pour les antennes de réception.

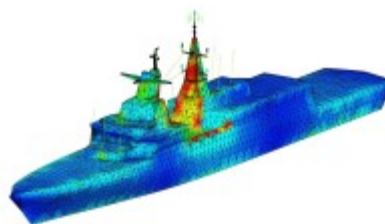
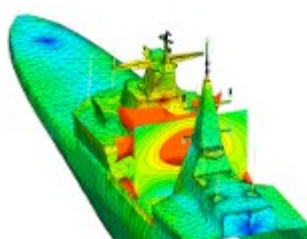


Figure I.9 Exemple de modélisation d'antennes sur bâtiment de surface avec le logiciel FEKO

La seule étude des systèmes de réception des signaux VLF/LF est un travail à part entière et fait intervenir plusieurs domaines de connaissance tel que l'électronique embarquée, la connaissance du milieu marin et des phénomènes mis en jeu sur la propagation des ondes électromagnétiques.

II.C) Émission terrestre



Figure I.10 Une des plus grandes stations VLF : Exmouth, North West Cape en Australie

Dans la thèse de B. Larbi [Larbi06] une étude détaillée des systèmes de communication terrestre en VLF/LF a été réalisée. Nous en rappelons les points importants et les aspects utiles à la compréhension du problème. Une énumération des paramètres permettant de caractériser une station VLF/LF sera réalisée. Nous verrons également les paramètres déterminants pour l'optimisation de ces structures.



Figure I.11 Isolateurs

Les composants associés à ces antennes tels que les isolateurs seront présentés dans le second chapitre.

II.C.1) Théorie des antennes VLF/LF et paramètres d'étude

Du fait des longueurs d'onde relativement importantes (1 à 30 km) les tailles physiques des structures VLF/LF sont limitées à une faible portion de la longueur d'onde. Les antennes VLF,

entrant dans la catégorie des antennes électriquement courtes, sont soumises à des limites de fonctionnement [Wheeler84] qui doivent être prises en compte lors de leur conception. Leur traitement ne fait pas intervenir leurs dimensions réelles mais leurs dimensions « effectives ».

Un processus, communément appelé « *top-loading* », consiste à augmenter la hauteur effective de l'antenne par l'ajout de bras rayonnants en bout de l'émetteur vertical. Du fait des besoins croissants en puissance, il a été nécessaire d'augmenter considérablement le « *top-loading* » ce qui donne lieu aujourd'hui à des antennes de plus en plus complexes.

Pour juger de l'efficacité d'une antenne VLF/LF, les divers paramètres à prendre en considération sont les suivant [Watt67] :

- la hauteur effective (h_e),
- l'impédance d'entrée (Z_a),
- la puissance rayonnée (P_r),
- l'efficacité de rayonnement,
- et la bande passante (BP).

Les antennes peuvent être approximées par le circuit électrique équivalent décrit à la Figure I.12.

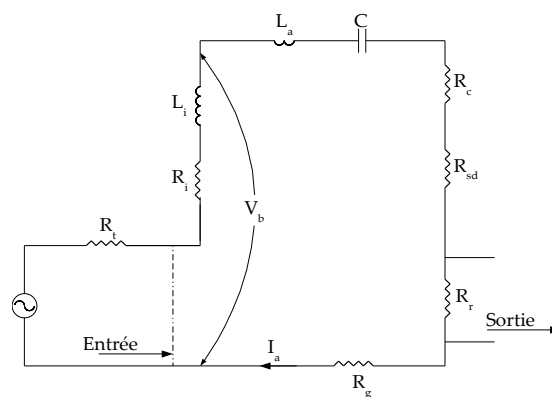


Figure I.12 Circuit électrique équivalent d'un émetteur VLF

Dans ce circuit, on distingue plusieurs parties :

- l'alimentation avec la résistance interne R_i
- la partie « *tuning coil* » ou « *bobine d'accord* » de caractéristiques (R_i , L_i) qui permet d'accorder la fréquence de fonctionnement de l'antenne,
- l'inductance effective de l'antenne L_a ,

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

- la capacitance C de l'antenne mesurée en régime statique (la capacitance induite entre le sol et le panneau horizontal est la contribution la plus importante),
- les diverses résistances de pertes ($R_l = R_c + R_{sd} + R_g$),
- et la résistance de rayonnement (R_r).

Il apparaît à partir du schéma de la **Figure I.12** que la résistance de rayonnement, les résistances de pertes, la capacitance de l'antenne et l'inductance de base sont des paramètres essentiels dans la conception des antennes VLF.

II.C.1.a) La hauteur effective

La hauteur effective h_e est celle d'une antenne fictive équivalente à un monopole réel sur laquelle le courant est supposé constant. Dans le cas de structures complexes, la hauteur effective est difficile à déterminer analytiquement. Une méthode pour déterminer cette hauteur consiste à utiliser la reproduction de l'antenne à échelle réduite.

II.C.1.b) L'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne ($Z_a = R_a + j.X_a$) est constituée d'une partie résistive et d'une partie réactive.

La partie résistive R_a regroupe la résistance de rayonnement R_r ainsi que les résistances de pertes R_l . Ici, R_l regroupe :

- R_{sd} , la résistance équivalente des diélectriques (prend en compte les pertes dans les isolateurs de l'antenne)
- R_c , la résistance effective dans les conducteurs (prend en compte les pertes de puissance dues aux courants circulant dans les panneaux filaires et autres conducteurs de l'antenne)
- R_g , la résistance de pertes dans le sol (prend en compte les pertes de puissance dans le système de masse de l'antenne)

La réactance regroupe l'inductance effective de l'antenne « L_a » et la capacitance C de l'antenne mesurée en régime statique.

II.C.1.c) La puissance rayonnée

Il est montré [Watt67] que lorsqu'un potentiel alternatif est appliqué à une simple antenne monopole, cette dernière a une résistance d'entrée proportionnelle à $(h_e/\lambda)^2$. La résistance de rayonnement alors obtenue est :

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

$$R_r = 160 \cdot \pi^2 \cdot \left(\frac{h_e}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{I.1})$$

Le courant quadratique moyen à la base d'un émetteur VLF peut être déterminé à partir de la tension de base V_b et des différentes impédances du circuit :

$$I = \frac{V_b}{R_a + \left(\frac{1}{i \cdot \pi \cdot f \cdot C} \right) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_a} \quad (\text{I.2})$$

Si l'on désigne par f_r la fréquence de résonance de l'antenne on peut écrire :

$$I^2 = \frac{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot V_b^2 \cdot C^2}{[2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R_a]^2 + \left[\left(\frac{f}{f_r} \right)^2 - 1 \right]^2} \quad (\text{I.3})$$

La prise en compte de la résistance de rayonnement (I.1), nous permet de définir l'expression de la puissance rayonnée :

$$P_r = \frac{640 \cdot \frac{\pi^4}{c^2} \cdot V_b^2 \cdot C^2 \cdot h_e^2 \cdot f^4}{\frac{1}{Q^2} + \left[1 - \left(\frac{f}{f_r} \right)^2 \right]^2} \quad (\text{I.4})$$

Notons que $2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R_a = \frac{1}{Q}$ et que pour des antennes avec un facteur Q élevé et dont la fréquence de fonctionnement est largement inférieure à la fréquence de résonance ($f \ll f_r$), le dénominateur équivaut à 1, soit :

$$P_r = 640 \cdot \frac{\pi^4}{c^2} \cdot V_b^2 \cdot C^2 \cdot h_e^2 \cdot f^4 \quad (\text{I.5})$$

II.C.1.d) L'efficacité de rayonnement

Diverses relations peuvent être établies en ce qui concerne l'efficacité de rayonnement « η_a » d'une antenne VLF/LF, la plus simple d'entre elles étant le rapport entre la résistance de rayonnement et la résistance globale de l'antenne :

$$\eta_{a(\text{antenne})} = \frac{R_r}{R_a} \quad (\text{I.6})$$

où $R_a = R_r + R_l$ avec R_l les diverses résistances de pertes.

Il est souvent nécessaire de connaître l'efficacité du système antennaire dans son ensemble à savoir antenne et bobine d'accord. Il suffit alors d'ajouter la résistance interne de la bobine dans les résistances de pertes.

II.C.2) Paramètres d'influence et d'optimisation

Du fait de la complexité des antennes VLF/LF, il s'avère que plusieurs paramètres influent sur leur fonctionnement et sur leur efficacité de rayonnement. Parmi les plus importants, on peut citer le plan de sol et le top-loading. Le travail de caractérisation et d'optimisation repose sur ces deux points clefs : l'influence du plan de masse ou plan de sol et l'influence du « *Top loading* ».

II.C.2.a) Influence du plan de sol

Le plan de masse (ou plan de sol) des antennes VLF est généralement constitué de fils radiaux ayant pour origine le mât central de l'antenne. Il existe deux types de plan de masse :

- le plan de masse surélevé
- le plan de masse enfoui.

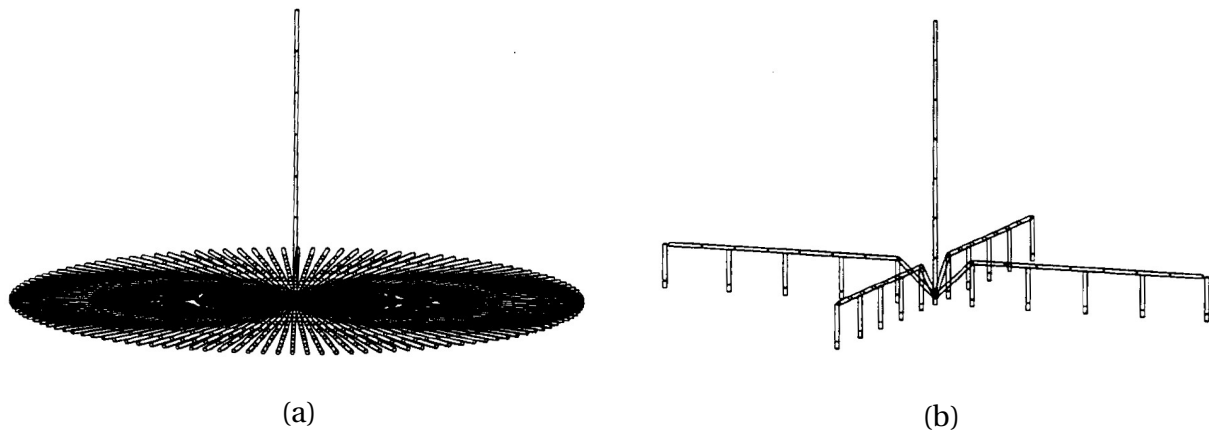


Figure I.13 Plan de masse : (a) enfoui, (b) surélevé

Dans les deux cas, les fils constituant le plan de masse sont électriquement courts dans la gamme de fréquences VLF/LF. Ainsi, une portion des courants de l'antenne provient des courants de retour à travers le plan de sol. Ces courants induisent des pertes qui limitent l'efficacité de rayonnement de l'antenne.

En considérant R_g , les résistances de pertes de sol et I_b , la valeur quadratique moyenne du courant à la base de l'antenne, on peut alors exprimer la puissance dissipée dans le sol :

$$P_{\text{plan de sol}} = R_g \cdot I_b^2 \quad (\text{I.7})$$

Les pertes dans le plan de sol peuvent être expliquées par deux processus [Wait63] :

Le premier, dû au champ électrique E , apparaît lorsqu'un déplacement de courant est observé entre l'antenne et le plan de masse enfoui avec franchissement d'une surface de sol. Ces résistances de pertes R_E , dans le cas d'antennes VLF chargées au bout, peuvent être conséquentes si le champ électrique dans l'émetteur vertical est important immédiatement au dessus du plan de sol. D'autres facteurs comme une baisse de la conductivité du sol (due au froid par exemple) peuvent entraîner une augmentation de ces pertes.

Le second, relatif au champ magnétique H , survient lorsque le flux de courant radial dans le sol à pertes est plus important que celui circulant dans les fils du plan de masse. Ces résistances de pertes R_H sont prédominantes dans le cas d'émetteurs verticaux dont la hauteur est non négligeable par rapport à la longueur d'onde.

L'évolution des résistances de pertes $R_g = R_E + R_H$ en fonction de la fréquence et des fils du plan de masse a été étudiée par Belrose [Belrose83].

Ces différentes considérations permettent de mieux appréhender les pertes dues au sol.

II.C.2.a) Optimisation par Top-Loading

Nous avons vu qu'une méthode pour améliorer le rayonnement des antennes VLF consistait à charger l'émetteur vertical au bout à l'aide d'une nappe de fils ou plus simplement de bras horizontaux ou inclinés. En effet, cette charge au bout a pour conséquence d'augmenter la capacitance C de l'antenne et par là même, la puissance rayonnée P_r et de diminuer la réactance de base X_a . Différents types de « Top loading » sont possibles. Les antennes VLF mises en place au cours des 50 dernières années ont été dotées de top loading de plus en plus complexes, parmi lesquels :

- l'antenne L-inversée,
- l'antenne en T,
- l'antenne parapluie,
- la combinaison parallèle d'antennes diamants (version plus étendue de l'antenne L-inversée).

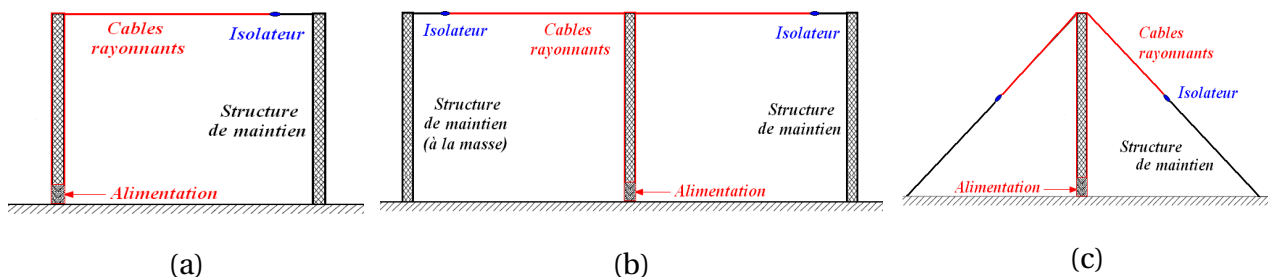


Figure I.14 Top-Loading : (a) Antenne L-inversée, (b) Antenne en T, (c) Antenne Parapluie

Trois des plus grandes stations VLF sont des versions de l'antenne diamant (USN station à Cutler, ME et North West Cape en Australie et la station de l'OTAN à Anthorn en Angleterre).

Ces antennes présentent plusieurs inconvénients :

- le grand nombre de tours reliées au plan de sol qui augmentent les pertes résistives,
- la hauteur effective des antennes en moyenne 2 fois moins importante que la hauteur réelle,
- le nombre important de fils qui augmente considérablement la prise au vent et le risque de gel,

- l'effet corona, ou « effet couronne » qui consiste en une décharge électrique entraînée par l'ionisation du milieu entourant un conducteur. La décharge se produit lorsque le champ électrique dépasse une valeur critique, celle du champ disruptif de l'air. Les décharges de corona peuvent produire des bruits audibles et des perturbations sur les fréquences et représentent également une perte de puissance.
- une Bande Passante Opérationnelle inférieure à la bande requise.

II.C.2.a) Optimisation par Système de multiples bobines d'accord

Une alternative à l'augmentation des dimensions du « *top-loading* » pour améliorer la bande passante de l'antenne entre autres, a été étudiée par Schopp [Schopp93]. Il a été mis en évidence que la bande passante d'une antenne VLF pouvait être améliorée en construisant des structures de taille importante. Cependant, ce résultat peut aussi être obtenu en utilisant plusieurs éléments de taille réduite disposant chacun de leur propre bobine d'accord.

Ce processus appelé « *Multiple Tuning* » (**Figure I.15**) présente plusieurs avantages :

- la résistance de rayonnement augmente ainsi que l'efficacité,
- les résistances de perte dues au sol sont réduites,
- la bande passante est supérieure à celle de tout système VLF de même étendue et avec le même nombre de tours,
- la construction mécanique en est simple,
- un minimum de fils diminuant ainsi la prise au vent,
- toutes les tours (sauf la centrale) contribuent à l'émission,
- en cas de panne de l'un des éléments, l'antenne continue de fonctionner.

Il est toutefois surprenant de voir que plusieurs antennes aient été construites bien avant que ces études sur le « *multiple tuning* » n'aient été entreprises. Ainsi, les deux plus grandes antennes allemandes ont été construites sur ce modèle, la station de la seconde guerre mondiale, Goliath et la station de Rhauderfehn. La **Figure I.15** présente un schéma simplifié du multiple tuning appliqué à l'antenne Goliath.

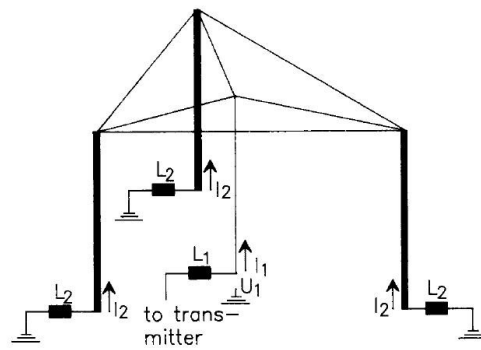


Figure I.15 Antenne Goliath simplifiée : trois mâts sont reliés à la masse à travers trois bobines d'accord.
Le top-loading commun aux trois mâts est alimenté en son centre

II.C.3) Moyens d'étude

Au fil des années diverses approches ont été adoptées pour l'étude de ces types d'antennes :

- les méthodes du « Vecteur de Poynting et Champs Électromagnétiques induits » qui n'ont plus cours aujourd'hui,
- une technique expérimentale qu'est la méthode de réduction d'échelle,
- les approches numériques basées sur la Méthode des Moments.

L'un des principaux obstacles à la prédiction du fonctionnement des antennes VLF est leur dimension. En effet, du fait de leur taille il n'est pas possible de construire facilement des prototypes afin de vérifier si la moindre modification apportée au schéma de l'antenne donne les effets escomptés. C'est la raison pour laquelle une technique de mesure à échelle réduite a dans un premier temps, été mise au point et que les approches numériques pourront être une solution idéale.

II.C.3.a) *Technique de mesure à échelle réduite*

Jusque là les travaux théoriques accomplis étaient basés sur des modèles mathématiques. Cependant, les approximations inhérentes à ces modèles conduisaient parfois à des incertitudes lorsqu'il s'agissait d'appliquer un résultat purement analytique à une situation plus réaliste. C'est pourquoi les « modèles d'échelle » furent choisis comme outil de modélisation de ces antennes.

Dans le cas des antennes VLF, il est pratique de pouvoir diminuer les dimensions en augmentant proportionnellement la fréquence. Ce principe de similitude électrodynamique impose cependant certaines contraintes [Stratton41]. Ainsi à la nouvelle fréquence, les matériaux de substitution utilisés dans le modèle réduit doivent avoir les mêmes caractéristiques que celles

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

fournies par les diélectriques « *plein échelle* » à la fréquence de fonctionnement de l'antenne VLF. L'enjeu de cette méthode consiste donc à concevoir un diélectrique pouvant au mieux modéliser l'effet du sol sur l'antenne. Une faible erreur dans la détermination du diélectrique ($\pm 8\%$) peut fortement influencer sur le diagramme de rayonnement [Wrigley66].

En ce qui concerne la conception proprement dite de l'antenne VLF, plusieurs contraintes sont à prendre en considération [Hagaman61]. Une antenne, par exemple un monopole mince, situé sur son propre plan de masse à une certaine distance de l'antenne à caractériser, peut être employée comme référence de mesure.

L'agencement général du protocole de mesure d'une antenne à échelle réduite est décrit dans la Figure I.16.

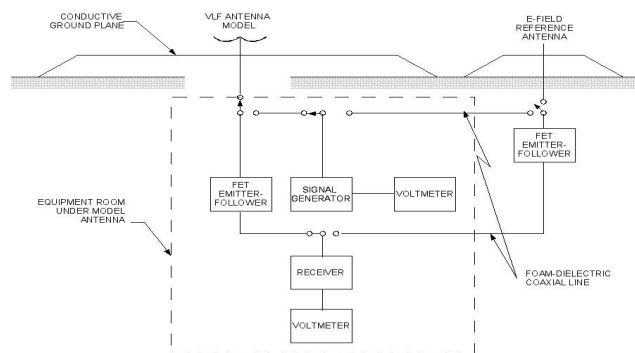


Figure I.16 Protocole de mesure

Les diverses caractéristiques de l'antenne vues précédemment (hauteur effective, capacitance statique, fréquence de résonance, etc...) peuvent alors être mesurées.

Dans certains cas, il est possible d'observer les gradients de potentiels supérieurs à la moyenne pouvant entraîner des phénomènes de claquage (ou effet corona). L'antenne est amenée à un fort potentiel et est ensuite observée (ou photographiée) dans l'obscurité. Des photographies sont prises successivement à mesure que la tension augmente jusqu'à l'observation du seuil de claquage (ou niveau corona). Les tensions nécessaires pour effectuer cette manipulation peuvent être fournies par un transformateur haute-tension. Des tensions de valeur quadratique moyenne de 35kV peuvent être requises (ne pas oublier qu'il s'agit là de l'antenne réduite).

Avec l'avènement des méthodes numériques de modélisation et des logiciels de simulation électromagnétique, cette technique de mesure à échelle réduite n'est plus guère utilisée si ce n'est peut être, avant le passage au prototype de taille réelle.

II.C.3.b) Les outils de simulation électromagnétique

La modélisation d'antennes VLF/LF se différencie principalement des autres simulations électromagnétiques plus classiques par les problèmes suivant :

- capacité à mailler de grandes structures filaires
 - maille très petite par rapport à la longueur d'onde (rapport 10^6)
 - problèmes multi-échelle (fils minces, isolateurs)
- prise en compte précise de certains milieux à pertes (pertes dans le sol)
- prise en compte des phénomènes physiques (décharges électriques) provoqués par les fortes puissances mises en jeux
- la possibilité de descendre très bas en fréquence

Le facteur fortement multi-échelle des structure antennaires VLF/LF amène à différencier deux domaines d'étude : le domaine macroscopique et le domaine microscopique :

- Le domaine « macroscopique » correspond à la modélisation d'une structure antennaire complète.
- Le domaine « microscopique » correspond à la modélisation détaillée d'un élément de l'antenne (tels que les isolateurs, bobines d'accord,...) où il est nécessaire de connaître la répartition des champs électromagnétiques de façon précise. Dans le cas des isolateurs le double objectif du traitement microscopique est de permettre d'avoir accès aux gradients de tension permettant d'estimer les risques de claquage et les zones de dégradation et aussi de connaître son comportement électromagnétique. A partir du comportement électromagnétique il sera possible d'extraire un schéma électrique équivalent de l'isolateur. Ce schéma sera alors intégré sous forme de composant localisé arbitrairement orienté dans une simulation macroscopique d'une antenne complète.

Le domaine de l'électromagnétisme a vu un grand nombre de logiciels de simulation se développer au cours des dernières années. Ces logiciels sont essentiellement basés sur les trois principales méthodes numériques développées en électromagnétisme dans les domaines temporel et fréquentiel :

- la méthode des moments,
- la méthode des éléments finis,
- la méthode des différences finies.

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

Chacune de ces méthodes présentent des avantages et des inconvénients propres aux domaines auxquelles elles s'appliquent : temporel ou fréquentiel, basse ou haute fréquence.

De nouvelles stratégies sont en cours de développement pour repousser les limites de ces méthodes traditionnelles. Actuellement la plupart des travaux réalisés par la communauté scientifique traitent sur :

- la décomposition en sous-domaines (permettant de découpler complètement les calculs de chacune des parties du volume étudié)
- le couplage de méthodes par découpage de domaine (le code le mieux adapté est alors utilisé pour chacun des sous-domaines)
- l'analyse du comportement global d'objets canoniques (le comportement de l'objet est couplé à la méthode classique sans besoin de sous-maillage)
- de nouvelles techniques de maillage
- les optimisations informatiques (parallélisation, vectorisation)

Se pose alors le choix de l'utilisation de logiciels commerciaux ou d'un logiciel « maison ». Les deux solutions présentent des avantages et des inconvénients. Sur un logiciel « maison » il sera très facile d'intégrer les dernières avancées. Il sera aussi un outil de travail pour la recherche de nouvelles avancées. Un logiciel commercial sera plus facile d'utilisation, bénéficiant d'un support technique. Si la communauté des utilisateurs est grande le nombre de « bugs » sera d'autant plus limité. Mais se pose la question du choix du logiciel.

Faisons un rapide tour d'horizon des logiciels commerciaux qui sont utilisés au LEAT, ceux utilisés par la communauté scientifique et ceux qui nous semblent prometteurs.

Parmi les divers logiciels commerciaux dont nous disposons au laboratoire et qui bénéficient d'interface graphique conviviale et puissante, nous pouvons citer ceux permettant une simulation 3D, il s'agit des logiciels HFSS (Ansoft) et IE3D (Zeland Software). Ils sont respectivement basés sur la méthode des éléments finis et la méthode des moments. Ces logiciels semblent atteindre rapidement leur limite de fonctionnement en ce qui concerne la simulation des antennes VLF aussi simples soient elles [Larbi06].

Encore récemment, les seuls résultats de simulation fournis par la littérature [Cahill90] [Deneris94] [Hurdsmann03] étaient obtenus à l'aide de la méthode des moments et plus précisément du logiciel NEC (*Numerical Electromagnetic Code*). Ce code a commencé à être développé au début des années 80 par Burke et Poggio au « Lawrence Livermore National Laboratory (LLNL) » [Burke81] dans le cadre d'un contrat avec la Marine américaine (US Navy).

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

Cette particularité en a fait pendant longtemps un outil de modélisation interdit à l'exportation. Cependant, au cours du développement de ce logiciel, les versions précédentes sont rendues utilisables par le public, bien qu'elles soient toujours obsolètes comparées à celle sur laquelle travaille le Lawrence Livermore et la Navy. Il est également très apprécié des radios amateurs qui l'utilisent dans des domaines de fréquences plus élevés (HF). NEC permet le traitement d'antennes en champ proche à partir d'une formulation électromagnétique rigoureuse qui tire parti de la spécificité de la propagation le long des fils. Grâce à cela, les ressources de calcul utilisées sont réduites et il est possible d'observer le champ rayonné dans des domaines relativement importants autour de l'antenne utilisée. Nous avons réalisé une étude des différentes possibilités offertes par les logiciels NEC2 qui a permis de mettre en évidence des limitations telle que la simulation des plans de sol. La dernière version de ce logiciel (NEC4) est aujourd'hui accessible au domaine public et présente des améliorations notamment sur le traitement du sol. Cependant, NEC4 n'est pas adapté à la modélisation du domaine microscopique.

Le LEAT a fait récemment l'acquisition du logiciel FEKO. Celui-ci semble être un bon compromis car il est capable de modéliser de façon convenable à la fois le domaine macroscopique et le domaine microscopique. Ce logiciel basé sur la méthode des moments propose une « hybridation » avec la méthode des éléments finis permettant ainsi de modéliser des diélectriques inhomogènes. Commercialisé depuis 1998, il est aujourd'hui utilisé pour modéliser les antennes dans leur environnement tels que les patches RFID [Arumugam09], des antennes intégrées dans les voitures [Ojha09] et dans les avions [Keller09]. Dans le domaine VLF, il ne permet pas une modélisation aussi précise du domaine microscopique que certains logiciels tel que OPERA.

OPERA semble avoir été adopté récemment par la communauté scientifique pour la modélisation des isolateurs sous haute tension [Hrastnik09][Vassiliki06][Lesniewska02]. Ce logiciel est développé par la société « Vector Fields » fondée en 1984 par d'anciens chercheurs du « Rutherford Appleton Laboratory » près d'Oxford. Il est basé sur la méthode des éléments finis et s'oriente vers le calcul « multiphysique » ce qui lui permet de couvrir de nombreux domaines d'application tels que les machines électriques, les dispositifs électrostatiques, mais aussi les aimants, la compatibilité électromagnétique, etc... Il s'avère fonctionnel dans le domaine des ELF puisqu'il est utilisé pour la caractérisation à 60 Hz des isolateurs des lignes de transmission à haute tension [Hrastnik09][Vassiliki06][Lesniewska02].

Finalement, trois logiciels commerciaux semblent sortir du lot en ce qui concerne la modélisation d'antennes VLF/LF :

- NEC pour le domaine macroscopique,

- OPERA pour le domaine microscopique,
- et FEKO capable de modéliser à la fois les deux domaines.

Afin d'être un précurseur dans le domaine de la modélisation numérique le LEAT ne se restreint pas aux logiciels commerciaux qui suppriment toute liberté d'action. Une autre alternative, qui nous est préférable, consiste à utiliser et développer un « code maison » basé sur l'une des trois méthodes numériques citées précédemment. Dans la deuxième partie de ce chapitre seront présentées brièvement les différentes méthodes. La méthode retenue et utilisée au LEAT sera ensuite présentée plus en détails.

III) LES OUTILS DE MODÉLISATION

Dans le monde des méthodes numériques il existe trois grandes familles :

- méthode des moments (MoM) ;
- méthode aux différences finies (TLM, FDTD) ;
- méthode des éléments finis (FEM) ;

Chacune de ces méthodes présentent des facilités et des difficultés voir des impossibilités pour traiter les problèmes rencontrés dans la modélisation d'antennes VLF/LF. Cependant il existe des solutions de contournement aux limitations.

III.A) Présentation des principales méthodes numériques

La modélisation VLF/LF présente des spécificités qui ont été énumérées précédemment. Il convient maintenant de choisir une méthode numérique en adéquation avec ces spécificités. Dans un premier temps, un aperçu des différentes méthodes numériques est présenté. Puis d'après leurs avantages et inconvénients nous verrons celles qui semblent les mieux adaptées à la modélisation d'antennes VLF/LF.

III.A.1) La méthode des moments

La méthode des moments (MoM) est une procédure numérique qui transforme une fonctionnelle (équation différentielle, intégrale ou intro-différentielle) en un système d'équations linéaires. Cette méthode est très générale et beaucoup d'autres procédures numériques comme la méthode des éléments finis et la méthode des différences finies peuvent être traduites en terme de procédure MoM. C'est en 1967 qu'elle a été introduite par Harrington [Harrington67] pour la résolution de problèmes liés aux antennes .

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

En électromagnétisme, la méthode des moments, utilisée essentiellement dans le domaine fréquentiel, consiste à résoudre la formulation intégrale des équations de Maxwell. Elle est basée sur le principe d'équivalence surfacique ou volumique entre la réponse de la structure et une distribution de courants équivalente à la surface ou dans le volume d'une hétérogénéité. Cette méthode aboutit alors aux formes intégrales des équations de résolution du champ électromagnétique diffracté par un conducteur parfait. Ces équations sont appelées EFIE et MFIE pour respectivement « *Electric Field Integral Equation* » et « *Magnetic Field Integral Equation* ».

Le problème initial, consistant à trouver la distribution du courant, se ramène à la résolution d'un système linéaire liant le champ électromagnétique aux composantes discrétisées de cette distribution de courant. Le lien entre champ électromagnétique et distribution de courant s'effectue par le biais d'une « *matrice d'impédance de la méthode des moments* ».

La méthode des moments n'est cependant pas applicable à des cas où le nombre d'hétérogénéités devient trop important ; cela augmente considérablement la taille de la matrice d'impédance et les temps de calculs deviennent prohibitifs.

Les points forts de la méthode des moments sont les suivants :

- ☺ Un traitement efficace des surfaces conductrices. Seules les surfaces sont maillées. Pour les antennes filaires, le traitement est d'autant plus efficace que le maillage est unidimensionnel.
- ☺ La méthode des moments prend en compte automatiquement les conditions aux limites pour les problèmes de rayonnement ouverts.
- ☺ La plupart des paramètres d'une antenne peuvent être directement déduits de la densité de courant.

Les points faibles peuvent être résumés par les points suivants :

- ☹ La méthode des moments ne traite pas les matériaux volumiques aussi bien que les formulations aux équations différentielles. (Si les matériaux sont homogènes une formulation équivalente par courants de surface peut être utilisée. Les matériaux inhomogènes demandent une formulation équivalente par courants volumiques qui est très coûteuse numériquement.)
- ☹ La complexité de la méthode des moments varie de façon particulière. Pour les applications qui nécessitent uniquement un maillage surfacique la complexité de l'algorithme est en $\mathcal{O}(N^6)$ où N est la taille de la structure à modéliser (considérant une structure cubique). Ce qui implique une complexité en $\mathcal{O}(f^6)$ pour la fréquence. Doubler la

fréquence de travail revient à multiplier par 64 le temps de calcul. Pour les applications en maillage volumique (matériaux inhomogènes) la complexité est en $\Theta(N^9)$.

La méthode des moments est une des méthodes les plus utilisées dans le domaine fréquentiel pour les problèmes de rayonnement et de diffusion impliquant des surfaces ou fils conducteurs. Cependant si le problème implique des diélectriques inhomogènes la méthode n'est plus vraiment adaptée. Une hybridation avec la méthode des éléments finis pourrait être une solution efficace.

III.A.2) La méthode des éléments finis

On désigne par méthode aux éléments finis (FEM) l'ensemble des techniques de résolution d'équations aux dérivées partielles où la fonction à déterminer est remplacée par une approximation obtenue par combinaison linéaire de fonctions de base dans un espace de dimension finie. Pour simplifier les fonctions de base, celles-ci sont définies sur des sous-domaines appelés éléments finis. La FEM s'applique en général sur une forme variationnelle de l'équation originale. Cette méthode connaît un grand développement depuis les années soixante-dix. Elle est devenue très populaire dans de nombreux domaines physiques.

En électromagnétisme, cette seconde méthode est également très employée dans le domaine fréquentiel. Elle consiste à discrétiser les équations de Maxwell en amont, au niveau de la formulation aux dérivées partielles des équations de propagation.

Une première étape consiste à mailler le domaine de calcul grâce à des éléments géométriques adaptés. Pour des formes complexes, les triangles sont les plus appropriés pour des problèmes à deux dimensions alors que les tétraèdres sont utilisés dans le cas tridimensionnel. A chacun de ces éléments, est associé un certain nombre de nœuds suivant « l'ordre géométrique ». Dans un élément géométrique, il y a autant de fonctions de base que de nœuds. Ces dernières sont linéairement indépendantes les unes des autres et sont une approximation continue de la solution du problème.

La bonne dérivabilité des polynômes en font des candidats privilégiés pour le choix des fonctions de base quelque soit le type de géométrie ou l'ordre de cette géométrie [Volakis98].

L'étape suivante consiste à choisir une distribution de fonctions tests, respectant des conditions de dérivabilité et de continuité au bord du domaine de calcul. Ceci permet alors de reformuler l'équation d'onde et d'en limiter les dérivées à l'ordre un et d'aboutir ainsi à une formulation variationnelle. L'intérêt d'une telle formulation réside dans le fait qu'elle réunit en une seule expression, l'équation d'onde et les conditions aux limites tout en ne faisant intervenir que des

dérivées d'ordre un. Il a été montré que le choix des fonctions ci-dessus correspond à une procédure variationnelle [Chen09].

Les fonctions tests, sont généralement choisies d'après la méthode de Galerkin : elles sont donc prises égales aux fonctions de base.

La méthode des éléments finis offre une souplesse d'implémentation vis-à-vis des milieux complexes. Les principales limites de cette méthode proviennent du fait que l'effet de couplage entre le champ magnétique et le champ électrique n'est pas pris en compte dans les expressions du second ordre, découplées des équations de propagation de départ.

Traditionnellement la méthode des éléments finis a été implémentée dans le domaine fréquentiel. Cependant, des formulations dans le domaine temporel sont utilisées pour des applications spécifiques.

Les points forts de la FEM sont les suivants :

- ☺ La simplicité de traitement pour des géométries complexes et matériaux inhomogènes.
- ☺ Une mise en œuvre simple pour la prise en compte des matériaux dispersifs.
- ☺ La possibilité d'une meilleure mise à l'échelle par rapport à la fréquence que la méthode des moments.
- ☺ Son potentiel « Multi-Physique », c'est-à-dire sa faculté à coupler facilement des solutions électromagnétiques avec des solutions mécaniques, thermiques, etc....

Les points faibles peuvent être résumés par les points suivants :

- ☹ Son inefficacité comparée à la méthode des moments pour traiter des conducteurs rayonnants.
- ☹ Le maillage peut devenir très complexe pour de grandes structures 3D. Les temps de maillage peuvent dépasser les temps de simulations.
- ☹ Cette méthode est plus complexe à implémenter ce qui affecte sa parallélisation sur calculateurs parallèles.

III.A.3) La méthode des différences finies

La méthode des différences finies est basée sur la mise en forme approximative d'un opérateur différentiel ou intégrale. Elle repose sur deux notions : la discrétisation des opérateurs d'une part et la convergence du schéma numérique ainsi obtenu d'autre part.

De l'éventuelle solution de la modélisation par différences finies (proche ou non d'une solution réelle) va dépendre la convergence du schéma numérique.

La discrétisation des opérateurs différentiels (dérivées premières, secondes, partielles ou non,...) est réalisée par des développements limités en général au premier ordre :

$$\frac{\delta f}{\delta x} = \frac{f(x + \frac{\Delta x}{2}) - f(x - \frac{\Delta x}{2})}{\Delta x} + O(x^2) \quad (I.8)$$

L'approximation par différences centrées offre un bon compromis temps de calcul / précision. Elle permet une approximation en $O(x^2)$.

Il existe là encore un grand nombre de discrétisations possibles. Des schémas explicites ou implicites peuvent être mis en œuvre. Un travail sur les équations de Maxwell conduit encore à d'autres schémas (équation des télégraphistes pour la méthode TLM). Le schéma de Yee avec ses variantes conformes, est le plus répandu.

La première méthode de modélisation temporelle par les différences finies est la FDTD pour « *Finite Difference in Time Domain* ». Elle permet de résoudre directement les équations de Maxwell dans une structure uniformément maillée.

La double discrétisation spatiale et temporelle par les différences finies des équations de Maxwell couplées s'effectue alors selon le schéma classique de Yee [Yee66]. La discrétisation spatiale tridimensionnelle effectuée à l'aide de la grille de Yee est illustrée à la **Figure I.17**.

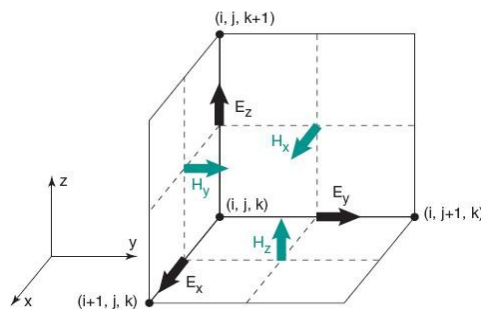


Figure I.17 Grille de discrétisation spatiale selon le schéma de Yee

La discrétisation temporelle quant à elle, utilise le modèle dit de « saute mouton » (ou « Leap Frog ») (**Figure I.18**).

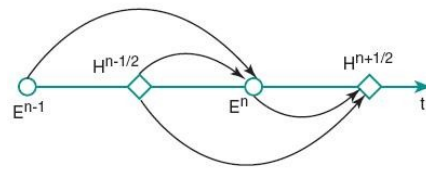


Figure I.18 Modèle « saute mouton » de discrétisation temporelle

On note que les points de calcul des composantes des champs électrique E et magnétique H sont décalés d'une demi-cellule dans le domaine temporel. Ce décalage est propre à l'approximation de dérivées partielles par un schéma de différences finies centrées.

Les points forts de la méthode sont les suivants :

- ☺ Implémentation exceptionnellement simple. Bien entendu l'implémentation basique ne suffit pas à la plupart des problèmes pratiques.
- ☺ Le traitement des géométries complexes et des matériaux inhomogènes est très simple
- ☺ Des résultats large bande sont obtenus en une seule simulation.
- ☺ La complexité en $O(N^{5.5})$ est raisonnable et indépendante du nombre de points fréquentiels. Elle est d'autant plus intéressante pour des études large bandes.

Les points faibles de la méthode des différences finies peuvent être résumés par les points suivants :

- ☹ Le maillage n'est pas flexible. Des travaux ont été réalisés sur des maillages non orthogonaux mais la méthode perd en simplicité.
- ☹ L'implémentation des matériaux dispersifs est un travail délicat. Cependant, de bons résultats ont été obtenus.
- ☹ Cette méthode n'est pas la plus efficace quand il s'agit de modéliser des structures constituées uniquement de conducteurs parfaits.

La méthode TLM « *Transmission Line Matrix* » est semblable à la méthode des différences finies. Sa déclinaison temporelle est basée sur l'analogie entre la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu et la propagation de tensions et courants dans un circuit équivalent de lignes de transmission, ce qui lui vaut d'être qualifiée de « physique ». L'approche circuit semble être plus directe que l'approche FDTD. Le logiciel commercial « Micro-Stripes » utilise cette méthode.

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

Nous avons donc rapidement vu les trois principales méthodes numériques les plus employées en électromagnétisme. Il s'agit à présent d'analyser leur application potentielle aux antennes VLF en tenant compte de leurs particularités.

III.B) Quelle méthode choisir pour les VLF/LF?

Le **Tableau I.1** rappelle les avantages et inconvénients propres à chacune de ces méthodes.

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

	Méthode des moments	Méthode des éléments finis	Méthode volumique
Type d'équation	Intégrale	Différentielle	Différentielle
Domaine d'utilisation	Fréquentiel	Fréquentiel	Temporel
Espace libre	😊	😞	😐
Structures conductrices (filaires et surfaciques)	😊	😞	😐
Structures complexes (3D)	😊	😊	😊
Milieux homogènes	😐	😊	😊
Milieux très inhomogènes	😞	😊	😊
Étude large bande	😐	😐	😊
Milieux dispersifs	😊	😊	😐
Milieux non linéaires	😞	😞	😊

Tableau I.1 : Avantages et Inconvénients des trois principales méthodes numériques utilisées en électromagnétisme

La méthode des moments semble être la plus efficace pour la modélisation de structures VLF/LF conductrices filaires ou surfaciques. Cependant, la modélisation de structures plus complexes et la prise en compte de matériaux inhomogènes semblent extrêmement coûteux en temps de calcul.

A l'inverse, la méthode des éléments finis ne semble pas efficace en ce qui concerne la modélisation de structures conductrices, filaires ou surfaciques, en espace libre. Par contre, elle est efficace pour la modélisation de structures complexes avec milieux inhomogènes et

dispersifs. Les avantages et inconvénients de la MoM et de la FEM sont complémentaires. Une hybridation entre ces deux méthodes pourrait donner un outil de modélisation efficace des structures VLF/LF.

La descente en fréquence ne présente pas de problème pour les méthodes des différences finies dans le domaine temporel. La TLM comme la FDTD n'ont pas, à priori, de limite basse fréquence. Cependant, ces méthodes volumiques nécessitent des conditions de non-réflexion pour limiter le domaine de calcul. Les couches absorbantes PML ne le sont plus quand la fréquence tend vers zéro. Les problèmes de réflexions indésirables sur les parois absorbantes et les effets de la dispersion numérique sont toujours d'actualité [Akleman01].

Le traitement de mailles très inférieures à la longueur d'onde s'effectue difficilement par les méthodes temporelles. Le modèle « Fil Mince » arbitrairement orienté est une solution de contournement permettant de mailler un fil de façon grossière sans que les résultats en pâtissent. De la même façon il sera possible de remplacer les isolateurs par leur comportement électrique sous forme de composants arbitrairement orientés au sein du modèle « Fil Mince ». La quantification des pertes dans le sol, notamment leur variation avec la fréquence nécessite le développement d'un modèle de milieux dispersifs. De bons résultats ont déjà été obtenus en FDTD et en TLM.

Il semblerait que la méthode des différences finies sorte du lot pour la modélisation d'antennes VLF/LF. Étant conscient des limitations énoncées ci-dessus, des méthodes de contournement existent et semblent efficaces. Dans le cadre de cette thèse, nous avons privilégié la méthode TLM car elle présente certains avantages par rapport à la FDTD.

Les points suivant résument les avantages de la méthode TLM pour les simulations VLF/LF par rapport aux autres techniques de modélisation :

- ✕ Le comportement fréquentiel sur une large bande est obtenu en une seule simulation dans le domaine temporel (TLM & FDTD).
- ✕ Comparativement à la méthode FDTD, la méthode TLM offre la possibilité de calculer toutes les composantes du champ électromagnétique au même point. Il en résulte un traitement plus efficace des interfaces entre les différents milieux simulés. Cela permet également de conserver une discrétisation spatiale à l'ordre deux lors de l'utilisation d'un maillage variable.
- ✕ L'étude permet de prendre en compte des phénomènes transitoires (tels que la foudre) (TLM & FDTD).

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

- x La TLM permet le calcul simple des composantes tangentielles des champs sur les faces de la cellule. Cette particularité propre à la TLM permet la segmentation rigoureuse des problèmes de façon naturelle : « diakotpics ».
- x Modélisation efficace des milieux non stationnaires et/ou non linéaires (TLM & FDTD).

Par ailleurs, le LEAT effectue depuis de nombreuses années de nombreux développements sur la méthode TLM :

- x Des générateurs et des composants actifs peuvent être placés n'importe où sur la structure.
- x L'implémentation du code sur calculateurs parallèles permet de diminuer les temps de simulation tout en augmentant la complexité des structures.
- x Il est possible d'optimiser les structures à l'aide d'algorithmes de type génétique.

Avec le développement du modèle de fils minces avec composants intégrés et le modèle de milieux dispersifs nous aurons en notre possession un outils de simulation optimal pour la modélisation d'antennes VLF/LF prenant en compte l'environnement proche.

III.C) Le code TLM développé au LEAT

La méthode des ligne de transmission peut aussi bien être déclinée dans le domaine temporelle que fréquentielle. Il existe également une version analytique. Une brève présentation des déclinaison fréquentielle et analytique est faite avant de présenter en détail la version temporelle.

III.C.1) La TLM fréquentielle : FDTLM

Bien que les résultats dans le domaine fréquentiel peuvent être obtenus à partir de la TLM temporelle par transformée de fourrier cette façon de procéder demande dans certains cas des temps de calcul prohibitif. Notamment lorsque la bande de fréquences est très réduite.

L'utilisation de méthode fréquentielle est mieux adaptée à la simulation de la structure pour un nombre restreint de fréquence, de plus l'approche fréquentielle permet de tenir compte plus facilement des paramètres dépendants de la fréquence

La TLM fréquentielle est basée sur le même espace de discrétisation que la TLM temporelle. Des travaux sur la TLM fréquentielle ont débuté dès les années 80 mais ce n'est seulement qu'en 1992 qu'un algorithme complet a été développé et qu'est apparu le nom de FDTLM (frequency-

domain transmission line matrix) [Jin92]. Les points principaux qui la distingue de la TLM classique sont :

- pas d'excitation par impulsion (excitation gaussienne), le réseau TLM est considéré être un état stable en régime permanent sinusoïdal.
- le même réseau de ligne bifilaire utilisé en TDTLM pour discrétiser le domaine de calcul peut être utilisé.
- la nécessité de maintenir la synchronisation temporelle dans les milieux inhomogènes n'est pas nécessaire en TLM fréquentielle.

La FDTLM offre un certains nombre d'avantages qui se résument par :

- ☺ pas de discrétisation temporelle donc aucune itération n'est nécessaire
- ☺ la synchronisation temporelle n'a pas besoin d'être préservée ce qui permet d'utiliser des maillages variables avec des ratios très importants (ces ratios sont uniquement limités par la dispersion numérique)
- ☺ pour des substrats isotropes la matrice de dispersion est toujours une matrice de dimension réduite (12x12, cela dépend du nœud utilisé et des conditions d'interfaces)

La FDTLM est basé sur une variété de différents nœuds possibles.

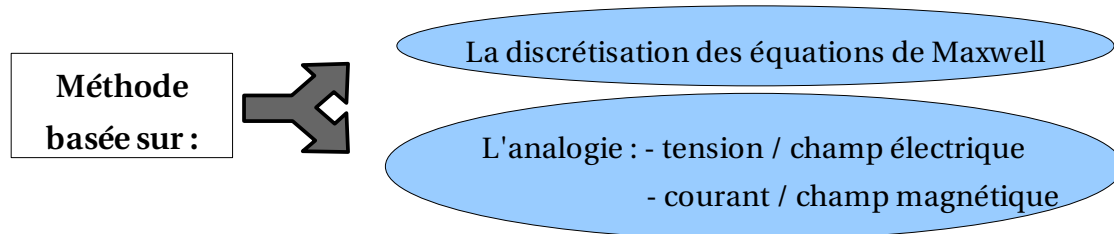
III.C.2) La TLM analytique

Cette méthode, très mathématique, permet d'obtenir l'ensemble des modes de propagation d'une structure [Chen03]. Cependant elle demande la résolution d'un problème aux valeurs propres dont la résolution numérique peut devenir rapidement prohibitive. Un moyen actuel serait d'intégrer à ce code des solveurs haute performance sur calculateur parallèle. Ces solveurs permettent la résolution parallèle de très grands systèmes linéaires creux symétriques. La plate forme PaStiX « Parallel Sparse matriX » [wwwPASTIX] mise en œuvre par l'INRIA (Institut National de Recherche en Informatique et Automatique) semble être une des plus prometteuses.

III.C.3) La TLM temporelle

La méthode des lignes de transmission TLM est une méthode de modélisation numérique de la propagation spatio-temporelle des champs électromagnétiques. Elle est adaptée aux simulations électromagnétiques en trois dimensions dans le cas de géométries complexes qui peuvent présenter des propriétés non linéaires, non homogènes et anisotropes. Le principe de cette méthode temporelle a été proposée par Johns & Beurle en 1971 [Johns71].

Cette technique de modélisation est basée sur l'analogie entre la propagation d'impulsions de tension et de courant et celle du champ électromagnétique régie par les équations de Maxwell [Hoefner85].



Le maillage spatial tridimensionnel est constitué de nœuds résultant de l'interconnexion de lignes de transmission bifilaires de périodicité Δl . La méthode TLM, dite volumique, nécessite de mailler non seulement la structure étudiée mais aussi l'espace environnant. Une discrétisation de l'espace en maillage variable tridimensionnel est représentée sur la **Figure I.19**. A chaque volume élémentaire est associé un nœud TLM défini par ses dimensions (u,v,w) et un certain nombre d'impulsions.

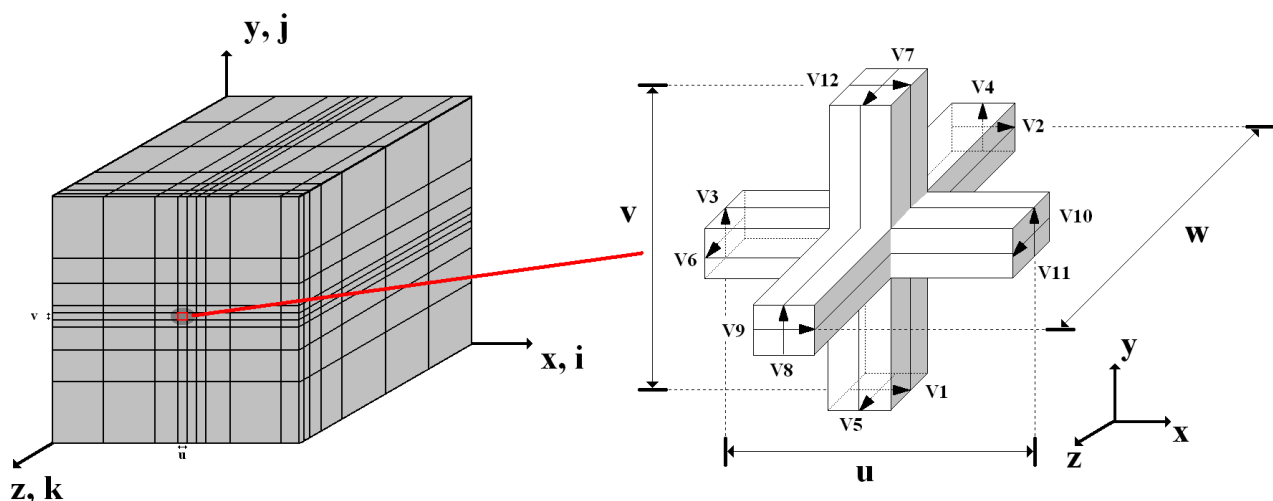


Figure I.19 (a) Maillage spatial tridimensionnel (b) Impulsions TLM (nœud)

Cette discrétisation spatiale engendre une discrétisation temporelle. En effet, si Δl correspond à la longueur d'une maille élémentaire, alors Δt est le temps nécessaire pour qu'une impulsion électromagnétique voyage d'un nœud à l'autre avec en TLM 3D : $\Delta t = \frac{\Delta l}{2c}$ où « c » est la vitesse de la lumière.

Le pas temporel dépend des dimensions des mailles ce qui, nous l'avons vu, est un des principaux inconvénients des méthodes volumiques temporelles. Les temps de calcul peuvent

rapidement devenir prohibitifs dans le traitement de mailles très inférieures à la longueur d'onde.

III.C.3.a) Propagation par le réseau de simulation temporelle 3D

La propagation des impulsions s'effectue selon le principe de Huygens [Hoef85] : à chaque itération tous les nœuds reçoivent des impulsions incidentes et les transmettent aux nœuds voisins. Une matrice de répartition détermine les relations entre les impulsions incidentes et réfléchies. L'impulsion réfléchie à l'instant « t » devient une impulsion incidente sur les nœuds voisins à l'instant « t+ Δt ». Chacun de ces nœuds se comporte comme une nouvelle source donnant naissance à des ondes secondaires qui se propagent à leur tour vers les nœuds voisins (Figure I.20).

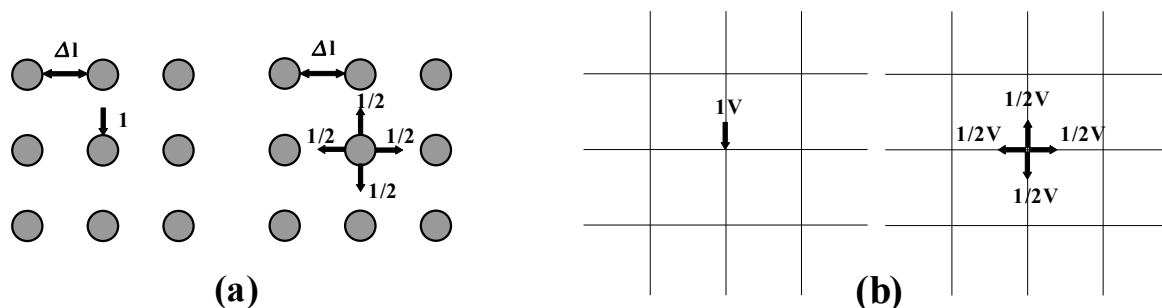


Figure I.20 Propagation des impulsions dans un réseau 2D : (a) Principe discret de Huygens
(b) Équivalent TLM

Comme il est montré dans le cas 2D (Figure I.20), lorsqu'une impulsion de courant ou de tension d'énergie unitaire arrive sur un nœud, selon le principe de Huygens, elle est diffractée de manière isotrope dans les quatre directions. Chaque impulsion transporte un quart d'énergie incidente (ou la moitié de l'amplitude des quantités de champ).

Soient les trois étapes de diffusions consécutives dans le réseau TLM-2D excité par une impulsion de Dirac :

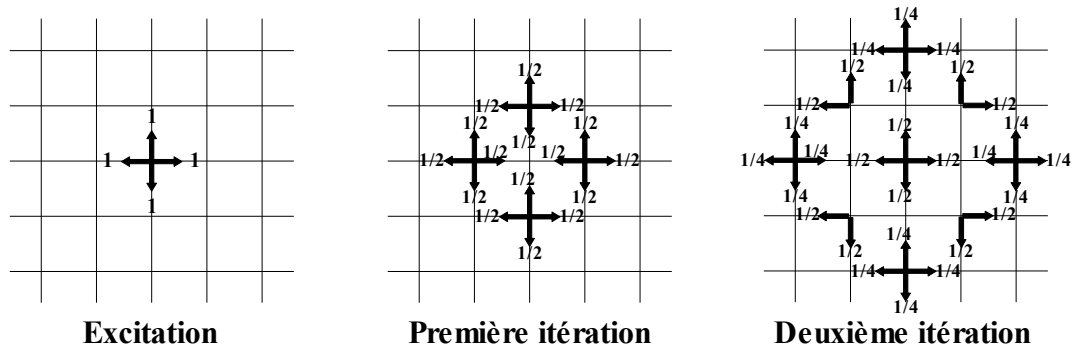


Figure I.21 Trois étapes de répartition consécutives dans le réseau TLM-2D

Ce processus itératif (Figure I.21) caractérise l'algorithme TLM. Dans le cas général, il peut être exprimé par :

$$\begin{aligned} [{}_n V]^{ref} &= [S] [{}_n V]^{inc} \\ [{}_{n+1} V]^{inc} &= [C] [{}_n V]^{ref} \end{aligned}$$

où :

- $[{}_n V]^{inc}$ et $[{}_n V]^{ref}$ représentent les impulsions incidentes à l'instant $(n - \frac{1}{2})\Delta t$ et réfléchies à l'instant $(n + \frac{1}{2})\Delta t$ en chaque nœud du réseau ;
- $[S]$: matrice de répartition qui est associée au nœud. Elle permet d'obtenir les impulsions réfléchies à l'instant $(n + \frac{1}{2})\Delta t$ en fonction des impulsions incidentes à l'instant $(n - \frac{1}{2})\Delta t$;
- $[C]$: matrice de connexion. Les impulsions réfléchies à l'instant $(n + \frac{1}{2})\Delta t$ deviennent des impulsions incidentes à l'instant $(n + \frac{1}{2})\Delta t$ sur les nœuds voisins.
 - $C_{ij} = 1$ si le port i connecté au port j ;
 - $C_{ij} = 0$ sinon.

III.C.3.b) Le nœud symétrique condensé hybride (HSCN)

À l'origine, la méthode a été développée en deux dimensions avec un nœud composé de deux lignes de transmission connectées soit en parallèle soit en série [Johns71]. Ces deux types de connexions possèdent chacune un circuit équivalent qui permet d'aboutir à l'analogie entre les champs électromagnétiques et les impulsions de tension et de courant comme cela a été évoqué

ci-dessus. La combinaison de ces nœuds 2D en une structure 3D permet la création du nœud distribué asymétrique puis du nœud symétrique [Saguet82][Hoefler85][Christopoulos95]. Ceux-ci ne permettent cependant pas de calculer les composantes du champ électromagnétique au même point. Cela rend difficile la modélisation des interfaces entre les différents milieux, ainsi que la programmation du maillage variable.

Pour s'affranchir de ces difficultés, P.B. Johns développe en 1987 le Nœud Symétrique Condensé SCN qui est devenu le nœud TLM le plus largement utilisé [Johns87]. La structure de base du nœud TLM est représentée à la Figure I.22.

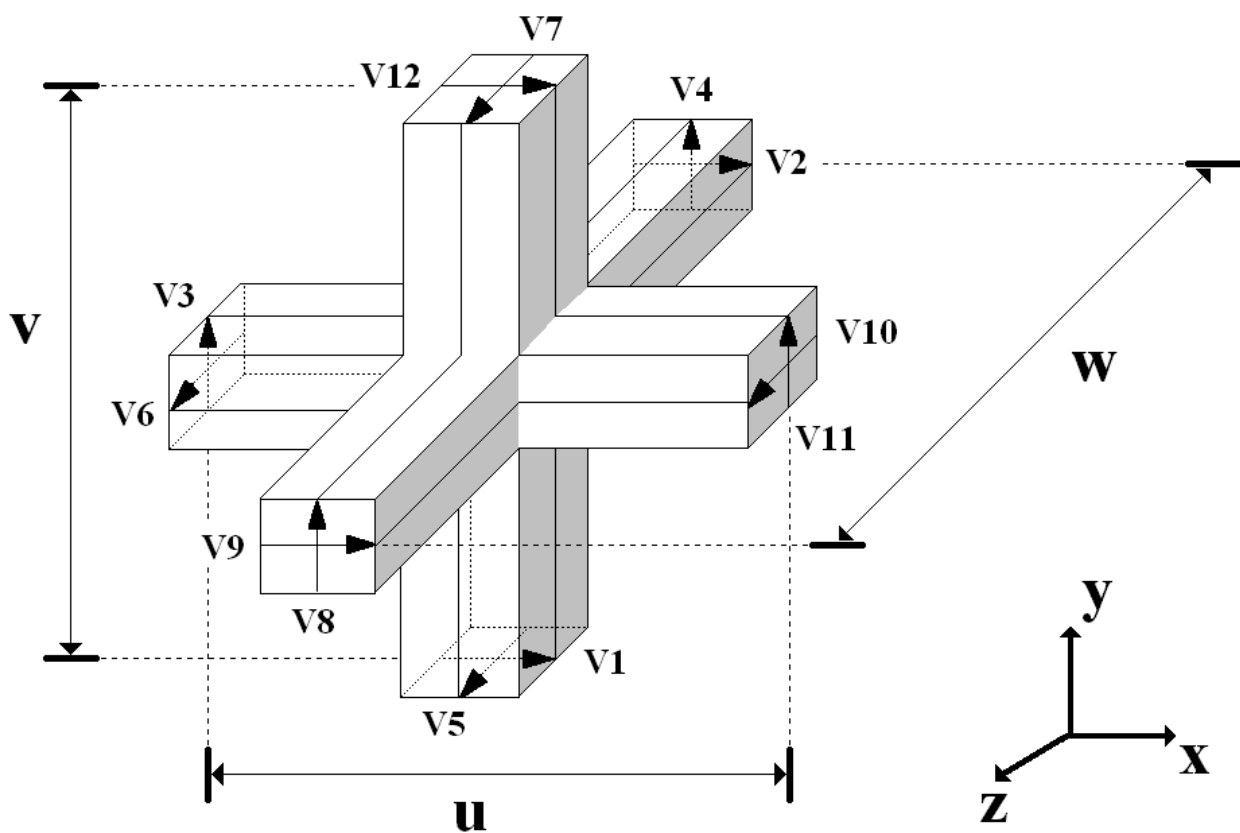


Figure I.22 Nœud TLM

Un nœud SCN est connecté à ses six nœuds voisins par des paires de lignes de transmission (12 au total) de même impédance caractéristique ($Z_0 = 377 \, \Omega$) supportant les deux polarisations orthogonales dans chacune des six directions de propagation. Trois stubs capacitifs et trois stubs inductifs sont connectés au centre du nœud dont les impédances caractéristiques dépendent de la permittivité relative ϵ_r , de la perméabilité relative μ_r ainsi que des trois dimensions du nœud u ,

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

v , w . Ils permettent ainsi de tenir compte de la permittivité et de la perméabilité du milieu ainsi que des dimensions variables de la maille.

Les pertes sont introduites en connectant au centre du nœud, en parallèle ou en série, des lignes de transmission refermées par leur impédance caractéristique. Ces impédances s'expriment en fonction de la conductivité électrique σ ou de la conductivité magnétique σ^* du milieu à perte.

Les impédances des stubs doivent être positives ce qui aboutit à la relation suivante :

$$\Delta t = \frac{\Delta l}{2 c h} \quad (I.9)$$

où : Δt : pas temporel ;

Δl : pas le plus petit du maillage ;

c : vitesse de la lumière dans le vide ;

h : coefficient tenant compte du rapport entre la plus grande et la plus petite des dimensions du maillage.

Si le coefficient h augmente, le pas temporel Δt diminue, et donc le temps de calcul s'allonge, et le stockage en mémoire augmente. Cette contrainte a pour effet de limiter l'utilisation du maillage fortement variable. Pour remédier à ces problèmes, le nœud HSCN a été développé à partir du nœud SCN [Scaramuzza90]. Sa structure est semblable à celle du nœud SCN. Cependant, les impédances caractéristiques des 12 lignes de transmission sont maintenant différentes et dépendent de la perméabilité relative ainsi que des trois dimensions du nœud u , v , w . Dans ce cas, trois stubs capacitifs suffisent pour modéliser la permittivité de différents milieux. Le nœud HSCN requiert donc moins d'emplacement mémoire ainsi que de temps de calcul.

Quelque soit le maillage utilisé la relation $\Delta t = \frac{\Delta l}{2 c}$ est respectée. Le pas temporel est indépendant du coefficient h lié au maillage variable. Ces améliorations se font cependant au pris d'une plus grande dispersion en fréquence des résultats et d'une perte légère de précision numérique.

III.C.3.c) Conditions limites

Afin de simuler des structures électromagnétiques, le modèle doit non seulement tenir compte de la propagation des champs, mais aussi des réflexions totales et partielles existantes entre les différents types de milieux. De plus, la modélisation de murs électriques et magnétiques permet d'exploiter les propriétés de symétrie des structures étudiées et de tenir compte de la présence de plans parfaitement métalliques. Les murs électriques sont simulés en introduisant un coefficient de réflexion égal à -1 entre deux nœuds. Dans le cas des murs magnétiques, le coefficient est égal à 1. Ces conditions, simples à mettre en œuvre, sont aussi utilisées aux limites du maillage TLM pour limiter le volume de calcul lorsqu'on désire étudier les structures guidées.

Par contre, lorsqu'il s'agit d'étudier des antennes, il est nécessaire que les conditions aux limites du réseau TLM puissent représenter l'espace libre. La technique utilisée consiste à entourer le volume de calcul par des couches parfaitement absorbantes PML (Perfectly Matched Layer) mises au point par Berenger [Berenger94]. Cette technique a été introduite dans la méthode TLM selon différentes approches [Peña97] [Dubard00].

Les milieux PML sont des milieux fictifs possédant des conductivités électriques et magnétiques anisotropes et dans lesquels les six composantes du champ EM sont décomposées en deux sous-composantes. Les PML sont caractérisées par les paramètres suivants :

- Le nombre de cellules dans la couche PML, noté N_{pml} ;
- Le facteur de réflexion théorique en incidence normale $R(0)$;
- Le profil de variation des conductivités électriques σ et magnétiques σ^* dans les couches PML, qui peut être de type parabolique ou géométrique.

Les paramètres ci-dessus sont interdépendants et doivent être choisis de manière à minimiser la valeur de la conductivité numérique $\sigma(0)$, située à l'interface entre le milieu de propagation et le volume de calcul. En effet, les réflexions numériques des PML sont dues aux ondes évanescentes qui sont d'autant moins absorbées dans la première cellule PML que la conductivité $\sigma(0)$ est élevée. Il est montré [Dubard00][Berenger96] que le domaine de validité des PML est limité par la fréquence de coupure basse f_c qui vérifie la relation suivante :

$$f_c = 1,8 \cdot 10^{10} \sigma(0) \text{ en Hz}$$

L'expérience a montré que le profil de type géométrique offrait les meilleures performances.

L'implémentation numérique [Dubard00] des PML se fait de la manière suivante dans la méthode TLM :

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

- $\sigma(0)$ est fixée par le domaine de fréquences étudiée, $\sigma(0) < \frac{1}{10} \left(\frac{f_{min}}{1,8 \cdot 10^{10}} \right)$ avec f_{min} la plus petite fréquence d'observation ;
- g est la raison de la progression géométrique des conductivités. Les tests ont montré qu'une valeur de g de l'ordre de 2 donne les meilleurs résultats ;
- La conductivité numérique de la $i^{ème}$ couche PML est calculée :
 $\sigma(i) = \sigma(0) \cdot g^i$ pour $i = 1, 2, \dots, n-1$: numéro d'ordre de la cellule ;
- Le nombre de cellules nécessaires peut alors être obtenu de la manière suivante :

$$N_{pml} = \frac{1}{\ln(g)} \ln \left[1 - \frac{1}{750 \cdot \sigma(0) \cdot \Delta l_{pml}} (g-1) \ln R(0) \right] \quad (I.10)$$

où « Δl » est le pas du maillage dans la couche PML et « $R(0) = 10^{-2}$ ».

III.C.3.d) *Domaine de validité de la méthode*

Comme la plupart des processus numériques, la méthode TLM est affectée par deux types d'erreurs spécifiques dont l'influence sur les résultats est bien souvent laissée à l'appréciation de l'utilisateur. C'est la raison pour laquelle il est indispensable d'en prendre connaissance.

- Erreur de vitesse

Tant que le rapport $\Delta l/\lambda$ est infiniment petit, la propagation des ondes dans le réseau TLM représente bien la propagation des champs dans les milieux réels. Lorsque ce rapport augmente, la propagation n'est plus isotrope, l'écart entre la constante de propagation dans le réseau TLM et la vitesse des ondes varient en fonction de la direction et des propriétés du milieu [Trenkic96].

Compte tenu de la taille des antennes VLF, le risque d'avoir un rapport $\Delta l/\lambda$ important est assez faible. Cependant, ce modèle de fils minces n'est pas seulement destiné à l'application « antennes VLF/LF » il est donc important de connaître l'influence du rapport $\Delta l/\lambda$.

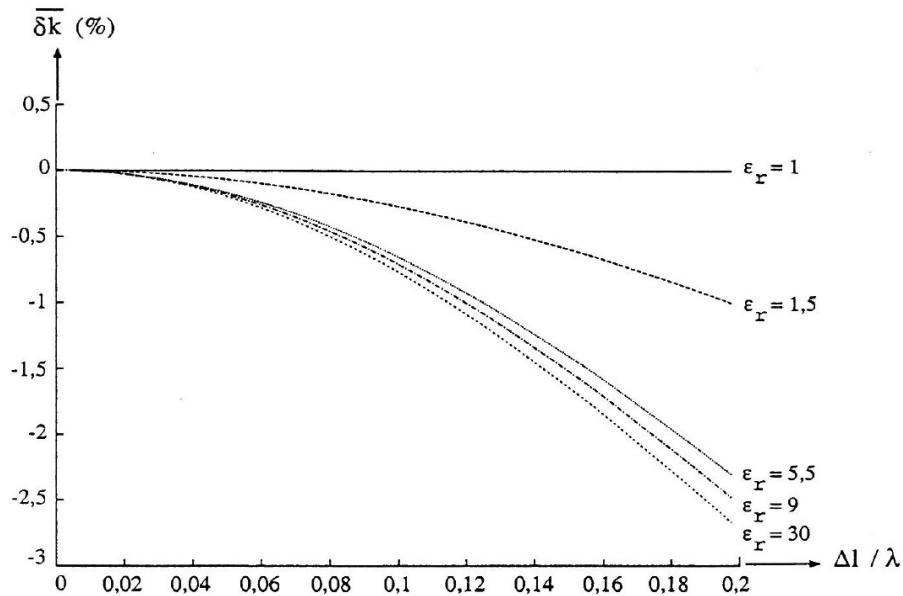


Figure I.23 Pourcentage d'erreur de vitesse en fonction de $\Delta l / \lambda$

La Figure I.23 donne une idée de l'erreur ($\overline{\delta k} (\%) = \frac{v_{TLM} - v_{vrai}}{v_{vrai}}$) commise pour le nœud HSCN dans le cas le plus favorable qui correspond à une propagation le long d'un des trois axes principaux. Cette erreur augmente dans les zones à permittivité et perméabilité élevées.

- Erreur de résolution

D'une manière générale, les erreurs de vitesse deviennent acceptables dès que : $\frac{\Delta l}{\lambda} \leq \frac{1}{10}$. Cependant, il est souvent nécessaire d'utiliser une résolution spatiale beaucoup plus fine, notamment au niveau des discontinuités où les champs subissent de brusques variations. Il devient alors inconcevable d'utiliser un maillage régulier car il aboutirait à des ressources informatiques prohibitives. Il faut donc avoir recours au maillage variable.

III.C.3.e) Analyse spectrale

La méthode TLM permet d'accéder aux champs électromagnétiques à chaque instant en un point quelconque du milieu étudié. Cependant, dans la majorité des cas, il est nécessaire de déterminer la densité spectrale de puissance (DSP) à partir de ce même signal de façon à obtenir la répartition de l'énergie en fonction de la fréquence. Cette répartition permet d'observer tous les modes de propagation propres à la structure étudiée et de calculer les caractéristiques des antennes telles que le diagramme de rayonnement et l'impédance d'entrée.

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

La densité spectrale de puissance $D_{TF}(f)$ selon la Transformée de Fourier est obtenue en transformant les échantillons x_0, x_1, \dots, x_{N-1} qui représentent les variations du champ électromagnétique aux instants $0, \Delta t, \dots, (N-1)\Delta t$ de la manière suivante :

$$P_{TF}(f) = \frac{1}{N} \left[\sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j2\pi f n \Delta t} \right]^2 \quad (I.11)$$

Ainsi, $P_{TF}(f)$ est une fonction périodique de période $\left[0, \frac{1}{\Delta t}\right]$. Le calcul sur ordinateur nécessite l'intervention de la Transformée de Fourier Discrète. Celle-ci peut être programmée de manière efficace au moyen de l'algorithme de Transformée de Fourier Rapide (TFR). Le spectre du signal est alors obtenu pour N fréquences f_k espacées de $\left[0, \frac{1}{(N-1)\Delta t}\right]$ dans l'intervalle $\left[0, \frac{1}{\Delta t}\right]$:

$$P_{TF}\left(\frac{k}{(N-1)\Delta t}\right) = \frac{1}{N} \left[\sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j\frac{2\pi f n k}{N-1}} \right]^2 \quad (I.12)$$

Il est possible de diminuer l'espace entre les fréquences échantillonnées en augmentant la durée du signal observé à l'aide d'échantillons nuls. La résolution spectrale est améliorée mais au risque de provoquer l'apparition de lobes ambigus dans le spectre. Pour éviter ces phénomènes indésirables, il vaut mieux n'arrêter la simulation TLM que lorsque l'amplitude des échantillons a atteint un niveau suffisamment proche de zéro.

Cette analyse spectrale peut être améliorée en remplaçant la TFR par une technique moderne de traitement numérique du signal appelée méthode de Prony-Pisarenko (MPP) [Dubard90]. Cette technique utilise un modèle paramétrique de type « Prony » qui permet de prédire les échantillons futurs à partir de quelques échantillons simulés grâce à une représentation fidèle de la propagation de champ électromagnétique en modes sinusoïdaux plus ou moins amortis. Afin de tenir compte des erreurs éventuelles entre le modèle et les phénomènes simulés, les paramètres sont estimés non pas au sens des moindres carrés, mais en résolvant un problème aux valeurs propres comme dans la méthode de Pisarenko. L'utilisation d'un critère de convergence, qui détermine automatiquement le nombre optimal de paramètres, garantit une analyse spectrale précise tout en réduisant d'un facteur dix le temps de simulation TLM nécessaire.

L'utilisation du maillage variable aboutit souvent à des discrétisations spatiales et temporelles très faibles. Par conséquent, les réponses TLM sont souvent sur-échantillonnées [Dubard92]. Pour ne pas avoir à stocker un trop grand nombre d'échantillons, il est préférable de ré-

échantillonner à la fréquence $f_e' = \frac{f_e}{n_r}$. Ce qui signifie qu'on ne sauvegarde qu'un échantillon toutes les n_r itérations. Cependant, il est nécessaire au préalable de limiter l'étendue du spectre en utilisant pour le signal d'excitation TLM des signaux de formes gaussiennes (filtre passe-bas) ou sinusoïdales modulées par une gaussienne (filtre passe-bande).

III.C.3.f) Organigramme de la méthode TLM

L'algorithme fondamental de la méthode TLM est représenté sur la **Figure I.26**:

- **Fichiers d'entrée** : géométrie de la structure (plans métalliques, caractéristiques des matériaux, caractéristiques des fils, composants,...), conditions aux limites, dimensions des cellules, pas temporel, position et amplitude de l'excitation.
- **Tensions incidentes** : calcul des impulsions de tensions incidentes.
- **Répartition** : obtention des impulsions de tensions réfléchies en chaque nœud à partir de la matrice de répartition et des impulsions de tensions incidentes.
- **Connexion** : obtention des nouvelles impulsions de tensions incidentes à partir de la matrice de connexion et des impulsions de tensions réfléchies par les nœuds voisins.

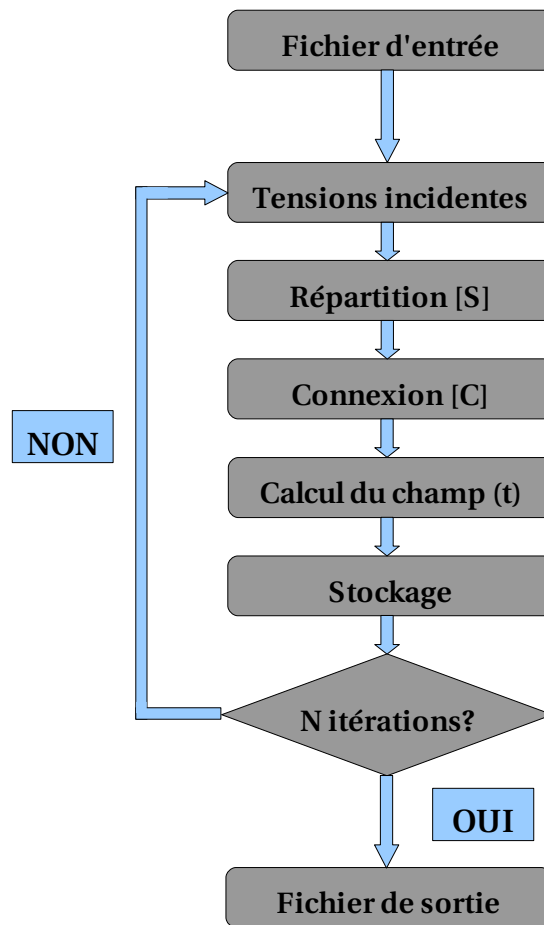


Figure I.24 Organigramme de l'algorithme TLM

III.C.3.g) Outil informatique

Les limitations des outils informatiques est un facteur important pour toute méthode numérique qui vise à simuler une application réaliste : le temps de calcul et la mémoire nécessaire étant les points déterminants. La parallélisation du code de calcul, quand cela est possible comme c'est le cas pour la méthode TLM, permet de repousser ces limites. L'idée est de faire coopérer un grand nombre de processeurs permettant ainsi d'augmenter considérablement la mémoire totale et la vitesse de calcul. Il est important d'avoir à sa disposition des outils informatiques fiables et très performants.

Les centres de calcul nationaux permettent aux laboratoires français d'utiliser des calculateurs très puissants devenus indispensables dans notre domaine tant les antennes simulées sont de plus en plus complexes. Durant ce travail de thèse j'ai eu à travailler avec deux grands centres français : le CINES (Centre Informatique National de l'Enseignement Supérieur) installé à

CHAPITRE I - TÉLÉCOMMUNICATIONS VLF/LF ET OUTILS NUMÉRIQUES

Montpellier et le CCRT (Centre de Calcul Recherche et Technologie) qui est une composantes du complexe de calcul scientifique du CEA (Commissariat à l'Énergie Atomique) localisé en Ile de France.



Figure II.25 Centre Informatique National de l'Enseignement Supérieur

Le CINES [[wwwCINES](http://www.CINES)] a été le centre de calcul le plus utilisé pour mon travail de thèse : durant ces trois ans plus de 60000 heures de calcul ont été utilisées et un espace de stockage de données moyennant les 200 Goctets.

Les calculateurs parallèles proposés au CINES et avec lesquels nous avons travaillé sont les suivant :

- Serveur de calcul à architecture SMP (IBM SP4)
 - x 9 nœuds intégrant chacun 32 processeurs Power 4+ (à 1.3/1.7 GHz et 32/64Go)
 - x Réseau haute performance « Federation Switch »
 - x Performance crête : 1,85 Tflop/s.
 - x Espace disque de travail à haut débit : 4 To (GPFS)

- Serveur de calcul à architecture SGI ALTIX ICE

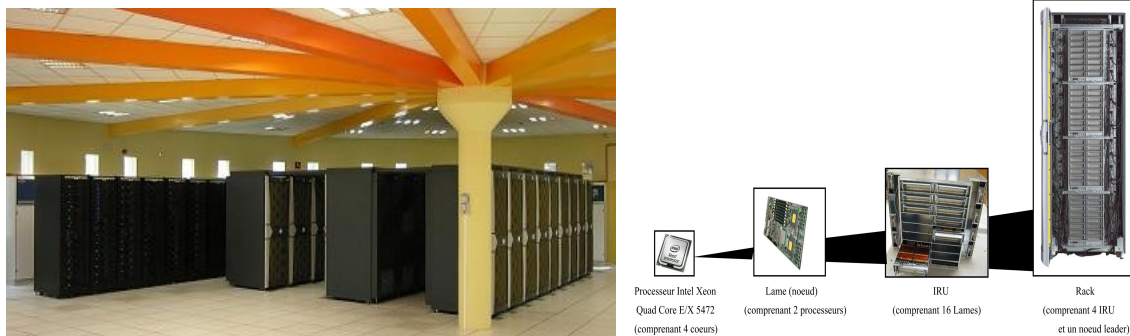


Figure I.26 La machine SGI ALTIX ICE du CINES et son architecture

- ✕ 12288 cœurs (Harpertown à 3 GHz et 4Go) répartis sur 1536 nœuds de processeurs Intel Quad-Core
- ✕ Réseau Infiniband (IB 4x DDR) double plan
- ✕ Performance crête : 147 Tflop/s.
- ✕ Communications MPI avec une topologie de type hypercube non-bloquante

Ce ordinateur a été mis en place au cours de l'année 2008. En terme de puissance de calcul, il s'agit du premier ordinateur au niveau national, troisième au niveau européen et vingtième au niveau mondial. La division NAS [wwwNAS] (*NASA Advanced Supercomputing division*) de la NASA dispose depuis 2008 d'un système similaire quatrième au rang mondial. Le système du CINES a été renforcé en février 2010 avec le doublement de la puissance de la machine SGI ALTIX ICE passant ainsi à une performance crête de 267 Tflop/s.

IV) CONCLUSION

Une présentation globale mais non exhaustive des télécommunications très basses fréquences a été réalisée. L'étude globale de ces moyens de communication est délicate car elle regroupe plusieurs domaines d'expertise. Cependant l'analyse détaillée des systèmes d'émission de la gamme VLF nous a permis d'identifier les avantages et inconvénients des diverses méthodes numériques développées aujourd'hui. La méthode TLM semble être prometteuse pour la modélisation d'antennes VLF/LF.

Nous avons vu également les développements déjà réalisés au cours de travaux précédents afin d'adapter le code TLM à la modélisation d'antennes VLF tel que le développement du modèle de « Fil Mince ». Ce développement sera vu en détail dans le chapitre III.

La problématique actuelle concerne la modélisation d'antennes VLF tenant compte des composants environnants tels que les isolateurs ou bobines d'accord. Le travail présenté dans le second chapitre concerne la modélisation microscopique d'isolateurs afin d'en déduire un comportement électrique équivalent qui pourra être utilisé en tant que composant localisé dans la suite de l'étude.

CHAPITRE II : MODÉLISATION MICROSCOPIQUE DES ISOLATEURS

CHAPITRE II - MODÉLISATION MICROSCOPIQUE DES ISOLATEURS

I) INTRODUCTION

Ce second chapitre présente une étude préliminaire des isolateurs. Il a pour but de rappeler et comprendre les phénomènes physiques mis en jeu au niveau de ces points chauds. Nous verrons également comment à partir des paramètres physiques d'un isolateur quelconque, il est possible, avec la méthode TLM, de déterminer son comportement électrique.

II) LES ISOLATEURS

Les antennes VLF/LF sont soumises à de très fortes puissances. Les isolateurs utilisés sur ces antennes doivent non seulement résister aux tensions qui peuvent atteindre des valeurs de 400 kV mais aussi au poids de la structure antennaire et aux contraintes dynamiques.

Dans un premier temps, nous allons présenter les différents types d'isolateurs et leurs principales caractéristiques. Puis nous présenterons une méthode permettant d'obtenir un schéma électrique équivalent précis en fonction de la fréquence à partir des paramètres physiques d'un isolateur et de notre code de simulation électromagnétique.

II.A) Bref Historique

En 1793, en France, entre Paris et Lille, a été établie la première ligne télégraphique. Il y a ensuite eu un certain nombre de lignes expérimentales en Europe et aux États-Unis avant que Samuel Morse mette au point un système entièrement fonctionnel (utilisant son propre code). Il a ainsi construit la première ligne commerciale entre Baltimore et Washington DC, en 1844. Rapidement la nécessité d'isoler les fils est devenue une évidence. C'est alors que les isolateurs sont apparus.

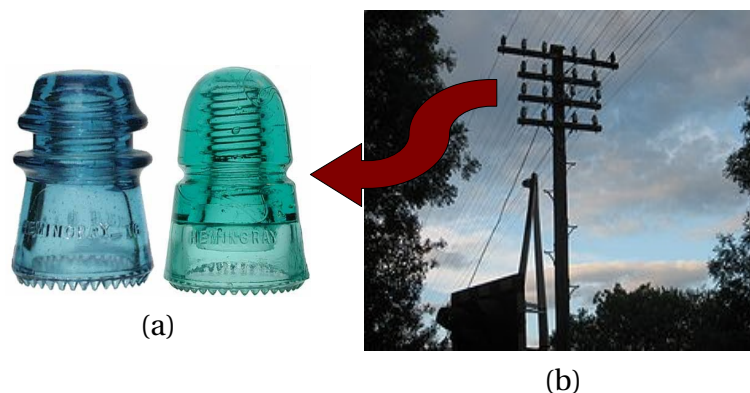


Figure II.1 : Isolateurs en verre (a) de ligne télégraphique (b)

CHAPITRE II - MODÉLISATION MICROSCOPIQUE DES ISOLATEURS

Les isolateurs en verre sont largement utilisés depuis le milieu des années 1840. Ils étaient montés sur des broches en bois ou en métal au sommet des poteaux télégraphiques coincés par des chiffons. En Juillet 1865, le charpentier Louis A. Cauvet, a inventé et breveté la conception d'isolateurs filetés (**Figure II.1**) permettant ainsi de les visser sur les broches en bois ou en métal. Cette méthode s'est avérée être un immense succès et ces isolateurs sont encore visibles le long des anciennes voies ferrées.

Les premiers isolateurs en céramique ont été produits au Royaume-Uni par les entreprises Denby à partir de 1860 et Bullers à partir de 1868. Avec le temps, des centaines de formes d'isolateurs ont été réalisées en verre et en porcelaine (ci-contre un isolateur en céramique en forme d'œuf utilisé sur les antennes VLF). Ce n'est que plus tard que le caoutchouc, le plastique et autres matériaux composites ont été utilisés.

Depuis la fin du XX^e siècle, les matériaux composites sont de plus en plus utilisés : l'axe central de l'isolateur est en fibre de verre sur lequel est moulé une matière silicone ou EPDM (Ethylène Propylène Diène Monomère).



Figure II.2 Isolateurs composites

Les isolateurs composites sont plus légers, en général moins chers et présentent une excellente hydrophobicité. L'hydrophobicité est également un paramètre important car elle permet d'éviter le dépôt de matière à la surface des isolateurs.

II.B) Designs et types d'isolateurs

Une classification des principaux types d'isolateurs est présentée schématiquement sur la **Figure II.3**.

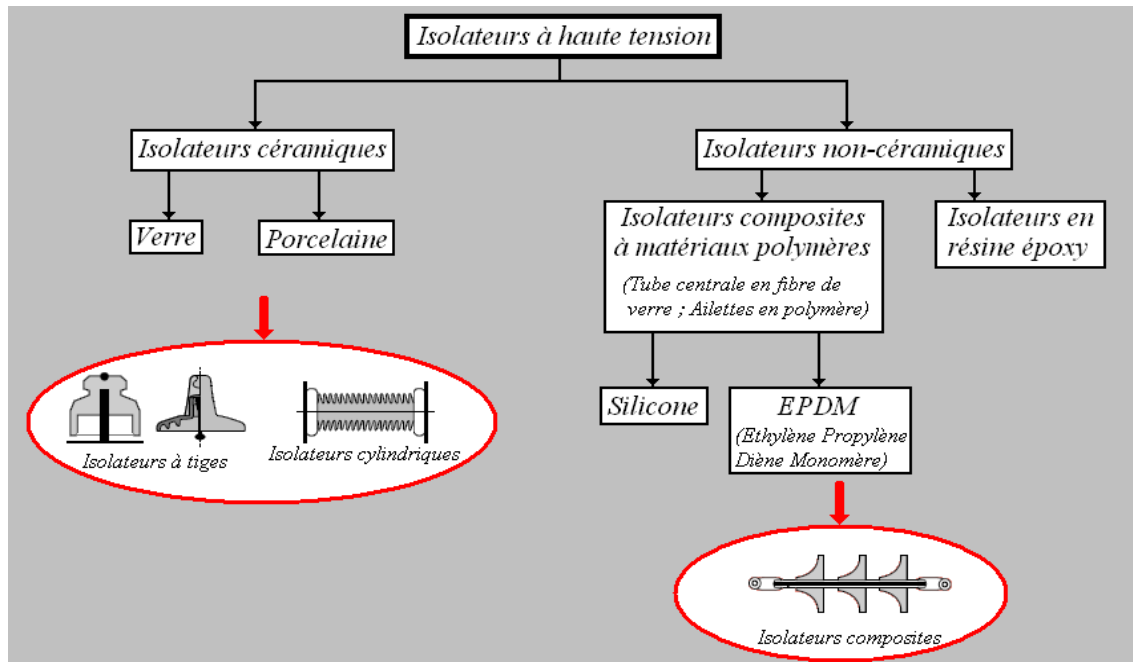


Figure II.3 Classification des différents types d'isolateurs

Deux grandes familles se distinguent, les isolateurs céramiques en verre ou en porcelaine et les isolateurs non-céramiques faits à partir de matériaux polymères ou de résine époxy.

Les isolateurs utilisés sur les antennes VLF/LF sont des deux types. Les isolateurs tubulaires (de forme cylindrique) sont le plus souvent des isolateurs composites à cause de leur légèreté. On trouve également des isolateurs de forme plus originale comme les isolateurs en forme d'œuf également utilisés sur les antennes VLF/LF. En effet ces derniers sont utilisés pour leur solidité.

II.C) Caractéristiques

Il existe de nombreuses normes aidant à la conception, la caractérisation et le test des isolateurs à haute tension [wwwED]. La majorité des normes concernant les isolateurs sont issues de la CEI (Commission d'électrotechnique Internationale) [wwwCEI]. La CEI est une organisation mondiale qui a pour objectif de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. Les normes CEI 305 et CEI 60433 concernent les « Isolateurs pour lignes aériennes ».

Nous verrons un bref aperçu des principaux paramètres qui caractérisent les isolateurs telles que la ligne de fuite, la tenue diélectrique et la distance d'arc. Notons que ces différents paramètres

ne sont pas indépendants les uns des autres. Puis nous verrons les principales caractéristiques fonctionnelles.

II.C.1) Caractéristiques physiques

II.C.1.a) *La ligne de fuite*

La ligne de fuite est le premier paramètre à considérer dans le choix d'un isolateur. Elle représente la distance la plus courte le long de la surface d'un isolant entre deux parties conductrices. Il s'agit d'un paramètre physique objectif qui permet de comparer rapidement les performances de différents isolateurs. Le rapport CEI 815 [wwwCEI], propose quatre degrés de pollution atmosphérique qui permettent de définir la ligne de fuite minimale en fonction des performances électriques attendues.

Degré de pollution	Faible	Moyen	Élevé	Très Élevé
Longueurs de la Ligne de fuite(mm/kV)	16	20	25	> 31

Tableau II.1 : Longueurs spécifiques de la ligne de fuite

Les caractéristiques des isolateurs étant définies pour les fréquences 50/60 Hz, il convient d'ajouter une marge pour adapter les valeurs aux fréquences VLF/LF. Cette marge est généralement fixée à 20%.

II.C.1.b) *La tenue diélectrique*

Appelée également rigidité diélectrique, la tenue diélectrique d'un milieu isolant représente la valeur maximum du champ électrique que le milieu peut supporter avant le déclenchement d'un arc électrique (donc d'un court-circuit). Elle est utilisée pour qualifier un matériau.

Spécifiée pour une ambiance sèche, la tenue diélectrique est normalement choisie égale à 3 fois la valeur des tensions rencontrées. La tenue diélectrique en ambiance humide pourra alors être très légèrement inférieure.

II.C.1.c) *La ligne d'arc*

La ligne d'arc correspond à la distance minimale permettant d'éviter la formation d'un arc entre deux zones conductrices. Une distance de 400 mm est recommandée pour des tensions allant jusqu'à 50 kV.

II.C.1.d) L'anneau corona

Très souvent l'ajout d'un anneau corona est recommandé. Il permet d'empêcher la dégradation importante des matériaux organiques (Dacron) et des interfaces complexes (juxtaposition de plusieurs matériaux) provoquée par la concentration des lignes de champs sur des aspérités. Avec un anneau corona, les lignes de champ sont réparties de façon plus homogène autour de l'isolateur. Le niveau de champ global peut cependant légèrement augmenter. Il convient donc d'en tenir compte dans le choix de la longueur de l'isolateur par l'ajout d'une marge supplémentaire. En règle générale la présence de deux anneaux corona n'est pas recommandée. Un seul, côté point chaud, est suffisant pour les tensions rencontrées sur les antennes VLF/LF.

II.C.2) Caractéristiques fonctionnelles

II.C.2.a) Durée de vie

L'effet couronne ne cause généralement pas de dommages physiques sur les isolateurs et le système continue de fonctionner normalement. Cependant d'autres événements peuvent causer des dommages irréparables aux isolateurs. On recense plusieurs modes de destruction.

- Les isolateurs en verre peuvent être détruits lors de claquage couronne très intense
- Les arcs électriques prolongés et répétés peuvent provoquer de l'érosion sur la surface du verre.
- L'utilisation de polymères à base de carbone provoque lors de décharges électriques l'apparition de pistes carbonisées conductrices

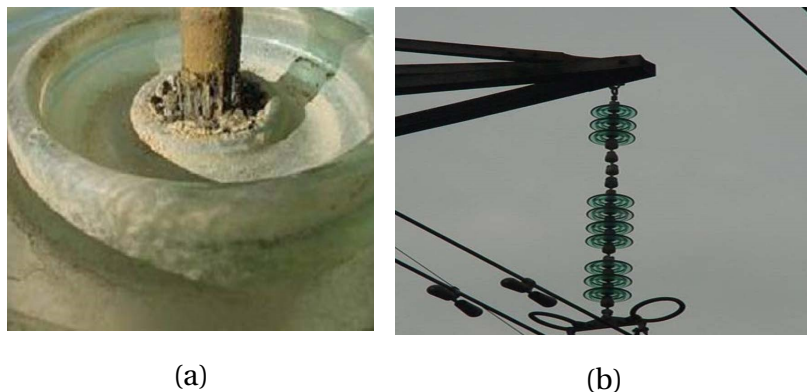


Figure II.4 : Isolateurs : Corrosion (a) et Vandalisme (b)

- La corrosion (**Figure II.4.a**) du métal affecte les performances mécaniques et peut entraîner la destruction de l'isolateur. Les produits corrosifs, en contact avec les isolateurs, peuvent également entraîner leur détérioration.

- Le vandalisme (**Figure II.4.b**) peut être une source de destruction non négligeable

II.C.2.b) Défauts de fonctionnement

Les isolateurs dans leur environnement sont exposés à des polluants de sources diverses. Les polluants qui deviennent conducteur mélangés à l'eau provoquent une diminution de l'isolation. Ils affectent ainsi le fonctionnement normal des isolateurs. Deux sources principales de polluant sont concernées : la pollution côtière et la pollution industrielle.

Le sel de la mer transporté par les vents se dépose sur la surface des isolateurs. Ce qui provoque l'apparition d'une couche conductrice durant les périodes de forte humidité ou de brouillard.

De la même manière que pour le sel marin les zones industrielles sont susceptibles de libérer des matières polluantes qui se déposent à la surface des isolateurs. Une fois celles-ci humides ou mouillées une pellicule plus ou moins conductrice apparaît à la surface des isolateurs. Des acides peuvent également être déposés.

La météo joue un rôle primordial sur le fonctionnement des isolateurs. L'humidité, le brouillard et la pluie fine provoquent l'humidification de la couche de pollution déposée sur les isolateurs. Cependant les pluies fortes vont, à l'inverse, nettoyer les faces supérieures des isolateurs.

II.C.2.c) Remèdes

Un des remèdes contre la pollution est de nettoyer les isolateurs. Ce travail peut être réalisé sous tension. Sur les lignes à haute tension des systèmes de nettoyage automatique sont étudiés dans ce but sinon l'hélicoptère reste le moyen le plus utilisé. Il va s'en dire qu'une telle maintenance coûte très chère.

Il est possible d'améliorer l'hydrophobie de la surface des isolateurs en appliquant une fine couche de graisse de silicone. Les particules de pollution qui sont déposées sur la surface pénètrent dans la couche de graisse et se retrouvent ainsi protégées de l'humidité. L'inconvénient de cette méthode est qu'il faut nettoyer et rappliquer une nouvelle couche chaque année.

Des revêtements en caoutchouc et silicone, présentant de bonnes propriétés d'hydrophobie, peuvent être utilisés sur les isolateurs céramiques. La tendance actuelle est plutôt à l'utilisation d'isolateurs composites en matériaux polymères. Afin d'augmenter la durée de vie des installations et de réduire la maintenance nécessaire, les chercheurs proposent de stabiliser l'hydrophobicité de la surface de l'isolateur en modifiant sa composition ainsi que sa topographie [Gavillet08]. Des recherches sont menées afin d'évaluer leur comportement dans le temps. Le CEA a récemment fourni à un consortium de recherche international des revêtements nanométriques de nature polymère sur des échantillons de référence, lesquels ont été qualifiés

en test de vieillissement accéléré dans une installation du Kyushu Institute of Technology (Japon).

II.D) L'effet couronne

II.D.1) Description

L'effet couronne désigne l'ensemble des phénomènes liés à l'apparition d'une conductivité d'un gaz dans l'environnement d'un conducteur porté à haute tension. Cette conductivité est due au phénomène d'ionisation, que l'on explique de la façon suivante : il existe toujours dans l'air un certain nombre de paires d'ions positifs – électrons libres, créés par rayonnement cosmique ou par radioactivité naturelle. Lorsque ces électrons sont soumis à un champ électrique, ils sont accélérés, et si le champ est assez intense, l'énergie qu'ils acquièrent devient suffisante pour provoquer l'ionisation des molécules neutres qu'ils heurtent (ionisation par choc). Il se crée de nouveaux électrons libres, lesquels, soumis au même champ, vont également ioniser des molécules, et ainsi de suite : le processus prend une allure d'avalanche. Pour qu'une telle avalanche puisse se maintenir, il faut qu'elle atteigne une taille critique, et que le champ électrique ait une valeur suffisante.

La plupart des études sur l'effet couronne sont réalisées dans le but de mieux maîtriser les pertes et les perturbations provoquées sur les lignes à très haute tension [Gary98]. Actuellement les efforts de recherche les plus importants, sont réalisés par les pays qui envisagent l'emploi de lignes à ultra-haute tension (1200 kV – 1500kV) tels que les Etats-Unis, Canada, Russie, Japon, Suède...

II.D.2) Modes d'émission

Il existe un grand nombre de modes d'émission de charges dûs à l'ionisation des gaz, pouvant prendre l'aspect d'émission continue ou d'émission impulsionnelle, et constituant autant de variétés d'aigrettes. En ce qui concerne l'étude des pertes et des perturbations, 3 modes d'émission principaux sont à retenir :

- les impulsions de Trichel
- la zone de conductivité d'Hermstein
- et les grandes aigrettes positives.

Le courant de décharge présente trois composantes distinctes : le courant capacitif, le courant synchrone et le courant impulsionnel. Le courant capacitif est observé lorsque le canal conducteur n'est pas établi. Le courant synchrone est, comme son nom l'indique, en phase avec

la tension. Cette composante, continue et fluctuante, est due à l'afflux d'espèces chargées contre l'électrode lorsque le champ électrique est élevé.

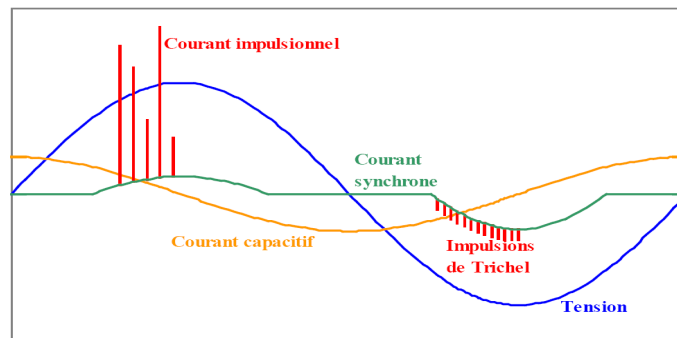


Figure II.5 : *Courant de décharge : Perturbations radioélectriques par « Impulsions de Trichel » et « Grandes aigrettes positives »*

II.D.2.a) Petites aigrettes négatives (impulsions de Trichel)

En général, le champ critique est légèrement plus faible en polarité négative qu'en polarité positive. Lorsque ce champ critique négatif est atteint au sommet d'une aspérité du conducteur, l'observation à l'oscillographe montre l'apparition de trains d'impulsions (**Figure II.5**), avec des fréquences de relaxation pouvant aller de 1 kHz à 100 kHz.

Les impulsions sont d'autant plus petites et plus serrées que la pointe est fine ; leur amplitude est relativement faible (de l'ordre du milliampère) mais elles sont caractérisées par des fronts de montée très raides, de l'ordre de la dizaine de nanosecondes. A ces impulsions, dites impulsions de Trichel, correspond visuellement un cône lumineux dont le sommet plus brillant est posé sur la pointe. Le mécanisme de ces impulsions est du type avalanches négatives.

II.D.2.b) Zone de conductivité d'Hermstein

C'est un mode d'émission en polarité positive qui a la propriété d'être continu. Il a lieu généralement, en tension alternative, immédiatement au-dessus du seuil positif. Sa participation est importante dans la formation des pertes couronnes mais négligeable dans la formation des perturbations radioélectriques.

II.D.2.c) Grandes aigrettes positives

Le mode d'émission impulsionnel apparaît au-delà de la zone continue d'Hermstein, pour des champs positifs un peu supérieurs. Le courant d'émission prend la forme d'une série irrégulière d'impulsions de grande amplitude. Visuellement, elles se présentent comme des aigrettes très

lumineuses, dont la base est attachée à une aspérité du câble, et qui se propagent de façon arborescente à des distances de plusieurs centimètres. Leur mécanisme de formation est du type streamer. Ce sont ces grandes aigrettes positives qui sont responsables des perturbations radioélectriques (**Figure II.5**). Elles s'accompagnent également, du point de vue acoustique d'un claquement sec dont la multiplication engendre le bruit d'abeilles bien connu au voisinage des lignes à haute tension.

II.D.3) Les décharges alternatives

Si l'on applique un champ alternatif, le comportement du système dépend de la distance inter-électrodes et de la fréquence de l'alimentation électrique. En effet, si le temps de parcours du gap est inférieur au temps d'inversion de la polarité, alors les charges d'espace créées par une décharge auront quitté l'espace inter-électrodes avant l'apparition de la décharge suivante. Le comportement élémentaire du système consistera donc en une alternance de décharges positives puis négatives indépendantes.

Si la fréquence du signal électrique est plus élevée, une charge d'espace résiduelle persistera dans l'espace inter-électrodes, favorisant le déclenchement de la décharge suivante. Ce phénomène peut se traduire par le maintien de la décharge avec une tension d'alimentation légèrement inférieure à la tension de claquage de la décharge. Cette accumulation de charges entraîne aussi une baisse de la tension de passage en régime d'arc.

Les structures VLF/LF ne semblent pas concernées par ce cas de figure, compte tenu des distances inter-électrodes imposées par la topologie des isolateurs et des fréquences de fonctionnement relativement faibles.

II.D.4) Moyens d'étude

En France, le code de calcul EFCOR (EFfet CORona) mis au point par EDF, permet entre autres performances l'analyse satisfaisante des pertes et également les pertes sous pluie qui sont les plus gênantes. Ce logiciel simule le mouvement des charges d'espace. Grâce aux lois d'émission et de recombinaison, la quantité de charges d'espace est connue à chaque itération et leur mouvement peut être correctement analysé.

En ce qui concerne l'analyse des perturbations radioélectriques actuellement deux groupes de méthodes se partagent la faveur des spécialistes :

- la méthode comparative, qui se base sur une comparaison directe avec des lignes témoins de caractéristiques plus ou moins semblables

- la méthode analytique, qui a également donné lieu à la mise au point par EDF du code de calcul ANALIG (ANALyse des LIGnes) qui permet la prévision avec une grande précision du niveau du champ perturbateur.

III) CARACTÉRISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE

III.A) Bibliographie

Dans le domaine des hautes tensions, la communauté scientifique s'intéresse depuis plusieurs dizaines d'années, à la distribution du potentiel et des champs électriques le long des isolateurs (**Figure II.6**). En effet, à partir de la connaissance de la répartition des champs électriques, les zones de claquage peuvent alors être prédites.

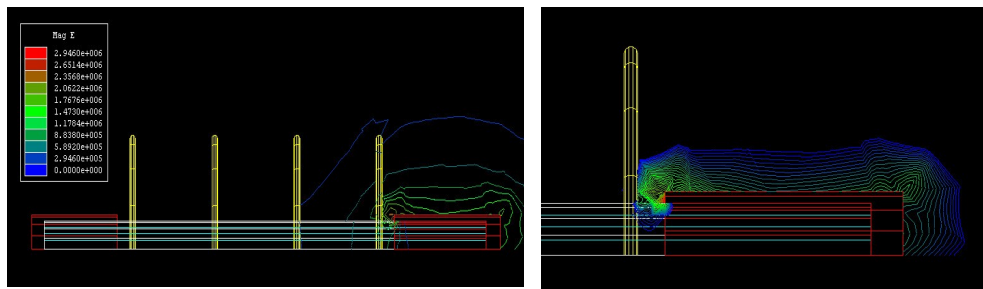


Figure II.6 : Distribution des champs électriques le long d'un isolateur

Depuis les années 1970, des outils de modélisation sont développés à partir du modèle de charge (méthode d'accumulation de charge) pour l'analyse des champs électriques à haute tension [Singer74] [Yializis78] [Takuma81].

La pollution atmosphérique et ses effets néfastes sur les isolateurs ont largement été étudiés [Chakravorti93] [Skopec94]. Non seulement la pollution détériore les caractéristiques physiques des isolateurs (oxydations, corrosions...) mais elle diminue également le facteur d'isolation. La pollution se déposant sur les isolateurs vient modifier la conductivité surfacique des matériaux qui les composent. Ce phénomène est d'autant plus vrai lorsqu'une fine pellicule d'eau oxydée par la pollution se trouve sur la surface des isolateurs. Des développements spécifiques ont été entrepris sur les outils de modélisation numérique afin de caractériser au mieux ce phénomène et d'étudier son impact. Ils ont abouti au développement de méthodes spécifiques de modélisation des charges de surface [Ahmed98].

CHAPITRE II - MODÉLISATION MICROSCOPIQUE DES ISOLATEURS

Dans les pays du nord, tel que le Canada, qui sont confrontés sur une grande partie de l'année à des températures basses et voient neige et glace s'accumuler sur les lignes à haute tension et sur les isolateurs. Des nombreuses études ont également été réalisées sur les effets provoqués sur l'isolation et les décharges couronnes.

Les études numériques, de par les performances des outils informatiques de l'époque, étaient restreintes à la modélisation de l'isolateur et de son milieu proche. Des travaux plus récents ont été réalisés pour caractériser la distribution des champs électriques sur des structures étendues telles que les tours de maintien des câbles des lignes à haute tension. Ces travaux ont permis de montrer l'influence de la structure sur la distribution du champ électrique au niveau des isolateurs et de voir également la non influence des isolateurs sur les cartes de champ de ces structures [Zhao00] [Jinliang06].

Actuellement, la tendance est à la recherche de moyens de détection des isolateurs défectueux sur les lignes à haute tension [Wei06]. Depuis ces dernières années de nombreuses études se sont penchées sur ce sujet [Vaillancourt94] [Dhalaan03].

Les études sur les lignes à haute tension ont été réalisées pour des fréquences extrêmement basses (ELF) et pour la plupart avec des logiciels de modélisation électrostatique. C'est ce genre d'étude qui est envisagé au niveau des structures antennaires dans la bande de fréquences VLF/LF. Le but étant d'étudier l'influence des isolateurs et des structures de soutien sur les différents paramètres caractérisant le fonctionnement de l'antenne.

III.B) L'isolateur étudié

Pour des raisons de confidentialité, les dimensions de l'isolateur étudié ne seront pas divulguées. Cet isolateur est un isolateur composite standard proche de ceux utilisés sur certaines antennes VLF françaises.

Dans le domaine des communications militaires il est essentiel de pouvoir s'appuyer sur des solutions éprouvées où l'expérience joue un rôle prépondérant. Le choix d'un isolateur découle d'un ensemble de compromis sur ses différents paramètres. C'est le paramètre le plus critique qui est donc considéré lors du dimensionnement de l'isolateur. Dans notre cas, ce sont les risques de rupture qui doivent être éliminés tout en minimisant les contraintes pour la structure antennaire et particulièrement l'ajout de charges qui pourrait diminuer les performances de l'antenne. C'est pourquoi le poids des éléments ajoutés à la structure doit être minimisé.

Le choix d'isolateurs composites et d'anneaux corona en aluminium, dont les poids ont été optimisés, permet d'arriver à un compromis suffisant.

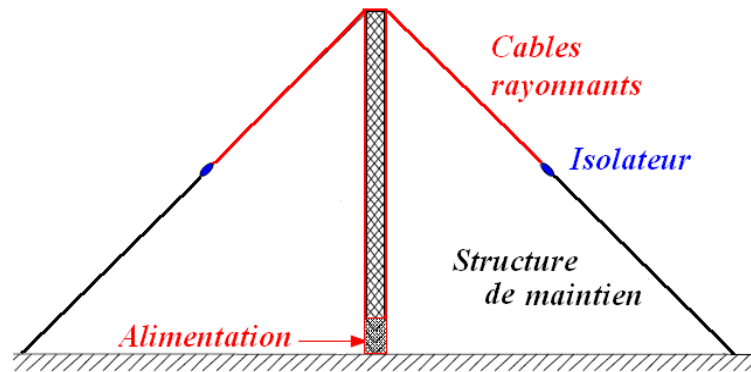


Figure II.7 : Schéma d'antenne VLF/LF simple

Les isolateurs sont placés entre la structure antennaire VLF/LF et les infrastructures de soutien (Figure II.7). Ils permettent donc d'isoler les câbles rayonnants des câbles de soutien.

La Figure II.8 montre la géométrie de l'isolateur qui est composé :

- d'un corps cylindrique en fibre de verre au centre recouvert d'une couche de silicone —
- de trois ailettes en silicone —
- de deux pièces de métal pour les fixations avec les câbles —
- d'un anneau Corona également en aluminium et positionné au niveau de l'électrode de haut potentiel —

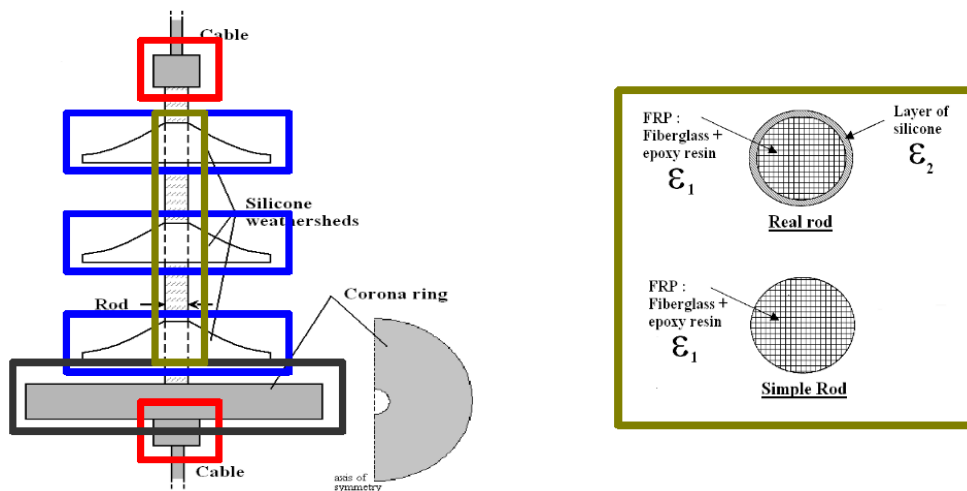


Figure II.8 : Structure de l'isolateur étudié

Il est aussi possible de faire varier le nombre d'ailettes et leur géométrie afin de jouer sur la taille de l'isolateur et ainsi améliorer le « taux » d'isolation.

Le dimensionnement des isolateurs des antennes VLF/LF est bien souvent réalisé à partir d'études empiriques. Les normes internationales établies pour le dimensionnement des isolateurs des lignes à haute tension sont bien souvent utilisées auxquelles est ajoutée une marge de sécurité. Il serait cependant envisageable d'utiliser des outils de modélisation pour l'optimisation des dimensions de ces composants. Des outils de modélisations statiques ou quasi-statiques ont été développés depuis des années dans le domaine des hautes tensions. Notre code de calcul électromagnétique, mieux adapté au monde VLF/LF, pourra nous fournir des résultats plus précis et sur une large bande de fréquences.

Cependant une interrogation est portée sur la validité des résultats en très basse fréquence avec notre méthode temporelle. C'est pourquoi dans un premier temps nous avons procédé à des comparaisons avec des logiciels et des résultats de mesures. La deuxième partie consiste à déduire un comportement électrique de l'isolateur à partir de son comportement électromagnétique. La méthode sera validée et les premiers résultats seront présentés.

III.C) Validation et caractérisation électromagnétique

Une première étape consiste à valider les résultats de simulations TLM en comparaison avec des logiciels commerciaux. Un des logiciels principalement utilisé par la communauté scientifique pour ce genre d'application est le logiciel commercial OPERA présenté dans le chapitre I. Les résultats du logiciel commercial FEKO, bien que moins performant pour la modélisation microscopique, sont également comparés. En effet, celui-ci est au contraire très performant dans le cas de la modélisation macroscopique des antennes VLF/LF.

Le premier cas de comparaison concerne uniquement les structures métalliques autour de l'isolateur. Le mandrin central et les ailettes ne sont pas modélisés. Le deuxième cas concerne l'isolateur complet. Celui-ci est composé des structures métalliques, du mandrin central et des ailettes en fibre de verre et en silicone. Ce deuxième cas n'est pas réalisable avec le logiciel FEKO qui ne permet pas de décrire la géométrie fine des ailettes.

Ces deux logiciels avaient été au préalable validés en comparaison à des mesures à la fréquence de travail de 60 Hz sur des isolateurs utilisés sur certaines antennes françaises. Ces résultats confidentiels n'ont pas été publiés et ne peuvent être présentés ici. Nous considérons donc que ces deux logiciels sont éprouvés pour ce genre de simulation à basse fréquence et permet de servir de référence pour les études menées ici.

III.C.1) Répartition axiale du champ électrique

III.C.1.a) *Isolateur sans mandrin central ni ailette*

Figure II.9 : Composante radiale du champ électrique inter-électrodes
(cas du vide) à 60 kHz

La **Figure II.9** présente la répartition du champ radial inter-électrodes le long de l'axe de l'isolateur dans le cas du vide obtenue en simulation avec le code TLM et les logiciels FEKO et OPERA. Une bonne concordance entre les trois outils de modélisation est observée. Cette simulation permet de valider la modélisation TLM à basse fréquence au niveau de la répartition du champ électrique proche de l'isolateur.

III.C.1.b) *Isolateur complet*

Les parties diélectriques, les ailettes et le mandrin central constituant l'isolateur, sont pris en considération.

Le code TLM permet de modéliser la géométrie réelle du mandrin central (**Figure II.10**). La simulation TLM du mandrin central simplifié a également été réalisée afin de la comparer aux résultats des logiciels commerciaux où l'inhomogénéité du milieu diélectrique ne peut être modélisée.

La finesse de la couche silicone semble négligeable en comparaison du diamètre du cœur en fibre de verre, de plus les constantes diélectriques sont très proches. Des études sur l'influence de la permittivité d'un substrat ont déjà été réalisées [Chavez02]. Il s'avère que les différences au niveau des champs électriques deviennent significatives pour des rapports de permittivité supérieurs à 10 [Chavez02].

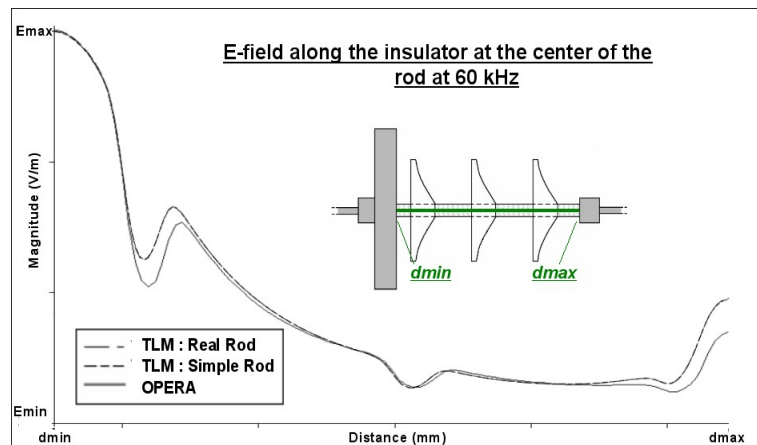


Figure II.10 : Composante radiale du champ électrique inter-électrodes (cas de l'isolateur) à 60 kHz

Au vu de la **Figure II.10** l'approximation peut être envisagée car il n'y a aucune différence au niveau du champ électrique entre le cas simple et le cas réel à 60 kHz.

III.C.2) Répartition planaire des champs électromagnétiques (2D)

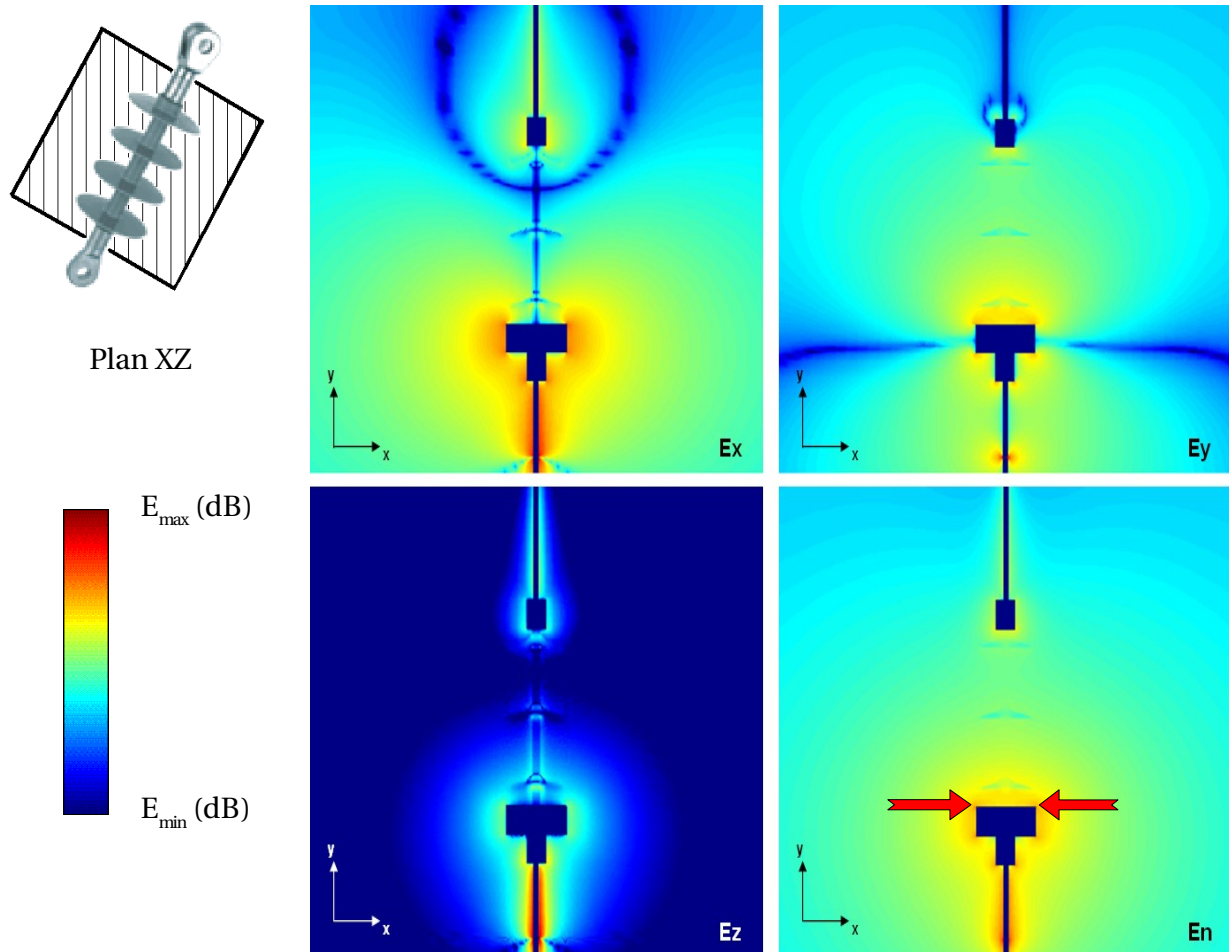


Figure II.11 : Carte des champs magnétiques dans le plan XZ à 60 kHz

Le code TLM permet également d'obtenir une vue en 2 dimensions des champs électromagnétiques. La **Figure II.11** représente les valeurs des composantes du champ électrique dans le plan YX contenant l'isolateur. En rouge sont indiquées les zones de champs les plus élevés. Pour cela, la somme algébrique des composantes du champ électrique est calculée par la relation : $E_n = \sqrt{(E_x^2 + E_y^2 + E_z^2)}$. La répartition planaire du champ électrique permet de relever les zones où le champ est maximum et ainsi déduire les points de départ d'éventuelles décharges électriques. Deux zones de points chauds sont identifiées sur la **Figure II.11** représentant le champ E_n . Ces deux zones se trouvent sur les extrémités de l'anneau corona les plus proches de l'électrode de faible potentiel.

CHAPITRE II - MODÉLISATION MICROSCOPIQUE DES ISOLATEURS

Le champ magnétique n'a pas d'intérêt dans le phénomène de claquage. C'est pourquoi cette composante de champ n'a été que très peu considérée par la communauté scientifique travaillant sur le transport d'énergie à haute puissance. Cependant, dans notre cas elle nous intéresse pour déterminer la valeur du courant traversant l'isolateur.

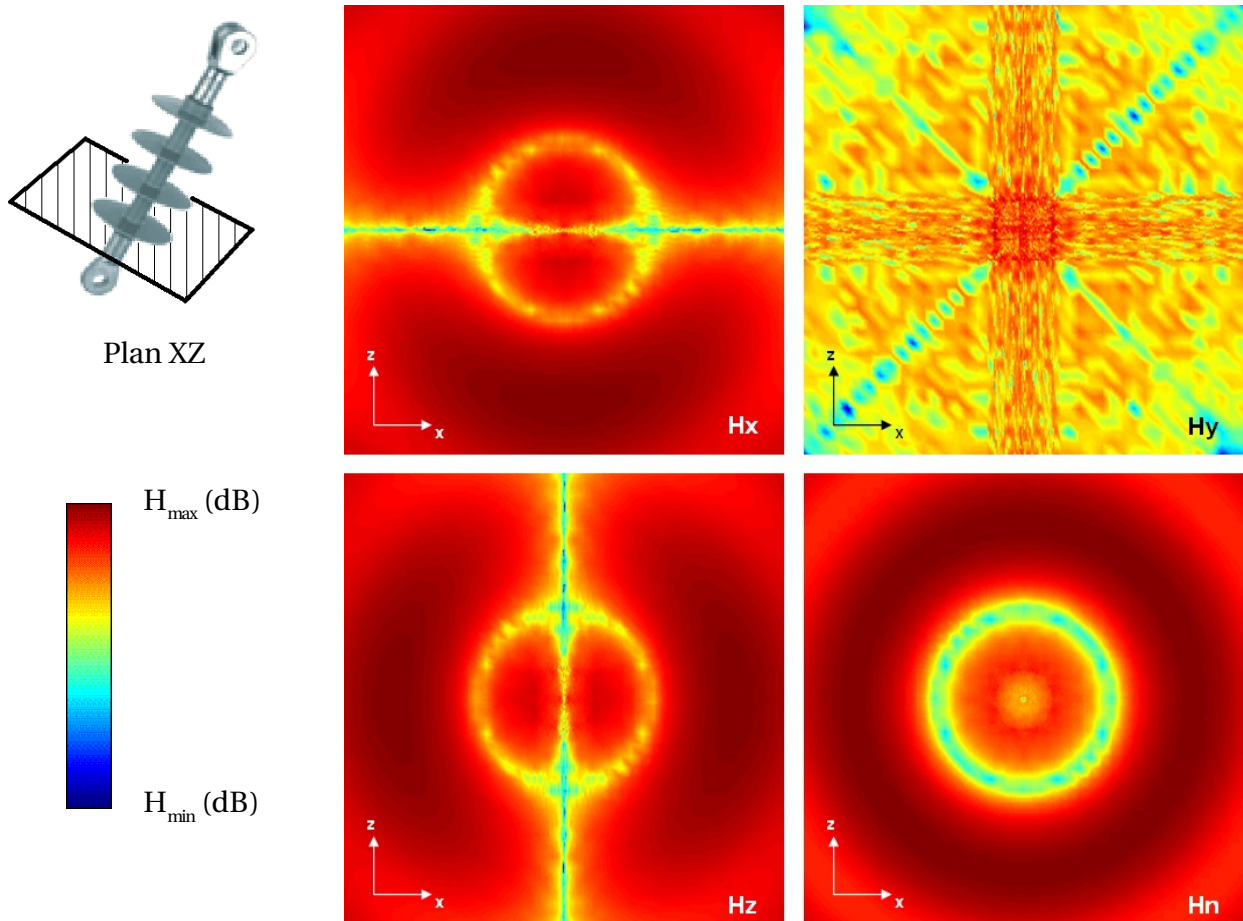


Figure II.12 : Carte des champs magnétiques dans le plan XZ à 60 kHz

La répartition du champ magnétique dans le plan de coupe de l'isolateur (plan XZ) montre pour le champ total H_n une répartition circulaire uniforme et maximale autour de l'isolateur. Le champ total H_n est déduit de la somme algébrique des composantes du champ magnétique :

$$H_n = \sqrt{H_x^2 + H_y^2 + H_z^2}.$$

L'intégration des composantes H_x et H_z autour de l'isolateur va être nécessaire au calcul de la valeur du courant traversant l'isolateur à partir de l'équation d'ampère.

IV) CARACTÉRISATION ÉLECTRIQUE

IV.A) Principe

Le courant traversant l'isolateur et la tension à ses bornes peuvent être déduits à partir de l'intégration des composantes du champ électromagnétique autour de l'isolateur. La tension sera calculée à partir des valeurs du champ électrique tandis que le courant sera calculé à partir de la loi d'ampère généralisée.

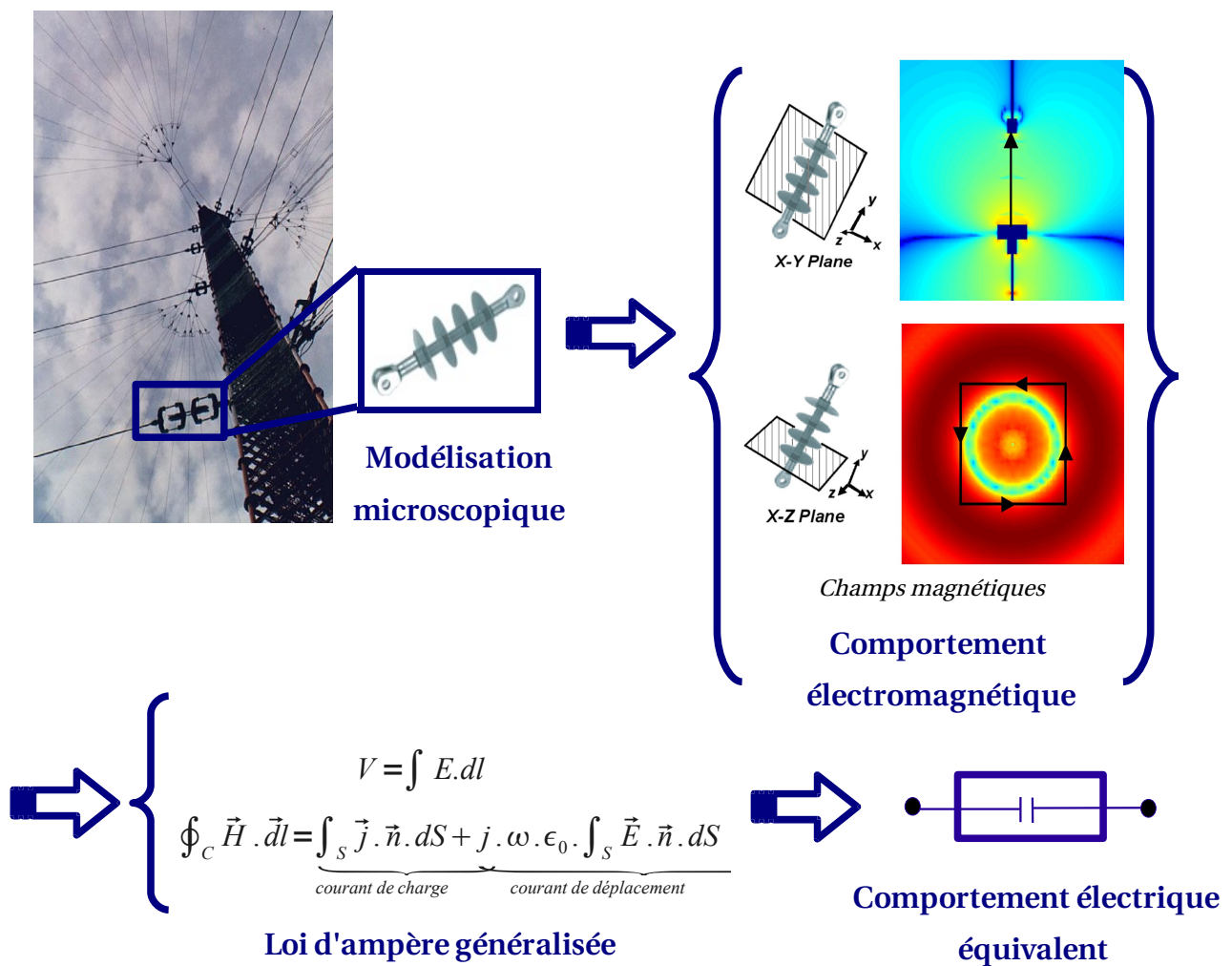


Figure II.13 : Principe de la caractérisation électrique

IV.B) Méthodologie

IV.B.1) Calcul de la tension aux bornes du composant

La tension est déterminée à partir de l'intégration du champ électrique le long de l'isolateur par la relation : $V = \int_{d_{min}}^{d_{max}} \vec{E} \cdot d\vec{l}$.

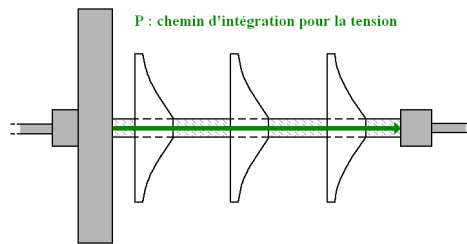


Figure II.14 : Chemin d'intégration du champ électrique

Le calcul du champ est indépendant du « chemin » d'intégration utilisé entre les deux électrodes (hypothèse quasi-statique).

IV.B.2) Calcul du courant traversant le composant

Le courant est déterminé à l'aide du théorème d'ampère. Ce cas de figure nécessite l'utilisation du théorème sous sa forme généralisée, c'est à dire en tenant compte des courants de déplacement.

Le théorème d'ampère dans sa forme intégrale relie les lignes du champ magnétique sur un contour fermé au courant électrique traversant cette surface. Le champ magnétique est en relation directe avec le mouvement des charges. Cependant ce théorème n'est pas complet dans le cas où le champ électrique de l'environnement proche varie avec le temps.

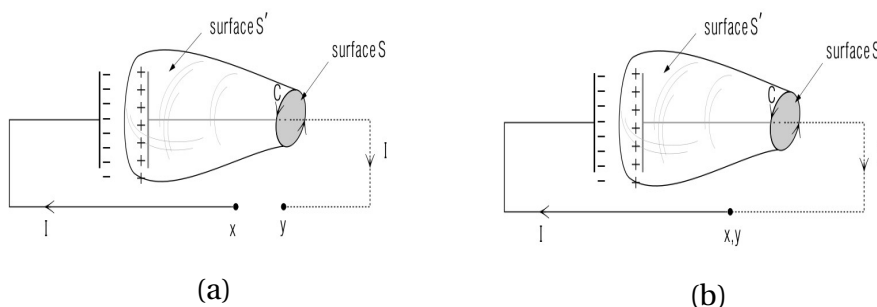


Figure II.15 : Circuit avec une capacité chargée : (a) ouvert (b) fermé

CHAPITRE II - MODÉLISATION MICROSCOPIQUE DES ISOLATEURS

En effet, si on considère une capacité chargée et connectée à un circuit ouvert (**Figure II.15.a**), il y a une accumulation de charges négatives et positives sur chacune des plaques de la capacité mais aucun transfert de charges donc aucun courant dans le circuit

Maintenant si les points « x » et « y » sont reliés (**Figure II.15.b**), il apparaît un courant dans le circuit fermé et donc un transfert de charges à travers la surface « S ». La loi d'ampère est alors vérifiée : $\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \int_S \vec{j} \cdot \vec{n} \cdot dS$.

Cependant, si l'on considère la surface « S' » (**Figure II.15**), il n'y a aucune charge qui la traverse et le résultat du membre de droite de l'équation précédente devient nul. Il y a donc ici une incohérence.

Le courant diminue au fur et à mesure que la charge sur les plaques métalliques diminue. Il devient nul lorsqu'il n'y a plus aucune charge sur les plaques. C'est la variation de charge au niveau des plaques qui doit être prise en compte pour satisfaire l'équation. Cette variation de charge est liée au champ électrique entre les plaques. C'est donc l'évolution du champ électrique traversant la surface « S' » qui doit figurer dans l'équation précédente.

La loi de Gauss lie le champs électrique à la charge par la relation : $\int_S \vec{E} \cdot \vec{n} d^2 S = \frac{Q_{\text{int}}}{\epsilon_0}$.

Maxwell a complété l'équation précédente en introduisant ce qui est communément appelé le courant de déplacement $\vec{j}_D = \epsilon_0 \frac{\delta \vec{E}}{\delta t}$.

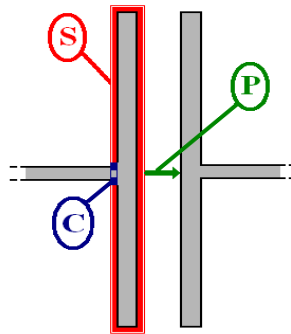
L'équation d'ampère généralisée prenant en compte les régimes variables dans le temps s'écrit finalement :

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \int_S \vec{j} \cdot \vec{n} \cdot d^2 S + \epsilon_0 \mu_0 \frac{\delta}{\delta t} \int_S \vec{E} \cdot \vec{n} d^2 S \quad (\text{II.1})$$

Le courant qui traverse le composant à caractériser est donné par :

$$I = \oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} - \epsilon_0 \mu_0 \frac{\delta}{\delta t} \int_S \vec{E} \cdot \vec{n} d^2 S \quad (\text{II.2})$$

La loi d'ampère est donc appliquée en utilisant un contour « C » autour du câble au plus proche du composant comme il est montré sur la **Figure II.16** et la surface « S » dont les plans sont perpendiculaires au champ électrique au plus proche des surfaces métalliques afin d'évaluer le courant de déplacement avec le plus de précision possible. La loi d'Ampère ne dépend pas théoriquement du choix des contour et surface d'intégration.



S : surface d'intégration pour le courant de déplacement
C : contour d'intégration pour le courant de charge
P : chemin d'intégration pour la tension

Figure II.16 : Chemin, contour et surface d'intégration

Lorsqu'on est très proche du composant, le courant de charge (dans le conducteur), défini à partir de l'intégration du champ magnétique sur le contour C, devient négligeable par rapport au courant de déplacement, défini par l'intégration des champs électriques sur la surface S. Ceci est d'autant moins vrai lorsqu'on s'éloigne du composant et que l'impédance du composant diminue.

Cette méthode permet de mesurer la valeur du courant au plus près du composant.

IV.C) Validation

Afin de valider la méthode décrite précédemment, celle-ci est appliquée à un composant connu. Le choix d'une capacité est judicieux dans la mesure où la structure d'un isolateur est comparable à celui d'une capacité. La capacité est réalisée à l'aide de deux plans métalliques (mûrs électriques parfaitement conducteurs) rectangulaires. La valeur de la capacité dépend uniquement de la surface des plans métalliques, de la distance qui les sépare ainsi que de la permittivité du milieu entre les deux plans : $C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{S}{d}$

avec : S : la surface des plaques métalliques

d : la distance entre les plaques

ϵ_r : la permittivité relative du milieu entre les plaques

La valeur de la capacité est choisie à environ 50 pF telle que $\epsilon_r = 1$, $d = 9 \text{ mm}$ et $S = 226 \text{ mm}$.

Le chemin, le contour et la surface d'intégration des champs électromagnétiques nécessaires à la méthode décrite précédemment sont définis sur la **Figure II.16**.

CHAPITRE II - MODÉLISATION MICROSCOPIQUE DES ISOLATEURS

Les paramètres des simulations TLM sont exposés dans le **Tableau II.2**.

• Volume de calcul :	162 x 273 x 162 nœuds
• Dimension des cellules :	$\Delta l_{\min} = 1 \text{ mm}$
• Nombres de cellules dans les PML :	22
• Excitation :	[3 kHz ; 10 MHz]
• Nombre de processeurs :	48
• Nombre d'itérations :	72000
• Temps de calcul par processeur :	23h / proc.
• Mémoire utilisée par processeur :	1,5 Gb / proc.

Tableau II.2 : Paramètres des simulations TLM

Le condensateur est excité dans la bande [3 kHz ; 10 MHz] par un signal sinusoïdal modulé par une gaussienne.

Les résultats de simulation se superposent à la théorie sur une large bande de fréquences (**Figure II.17**) incluant la bande VLF/LF (**Figure II.18**). La méthode est validée notamment pour les très basses fréquences.

La valeur de capacité simulée est déterminée à partir de la valeur imaginaire de l'impédance :

$$C_{\text{simulée}} = \frac{1}{\text{Im}(Z_C) \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} . \text{ La valeur trouvée est de } 52,35 \text{ pF soit une erreur relative de } 0,24 \% \text{ par}$$

rapport à la valeur théorique de 52,225 pF. Cette erreur, qui reste très faible, pourrait être due aux effets de bords dont ne tient pas compte la valeur théorique.

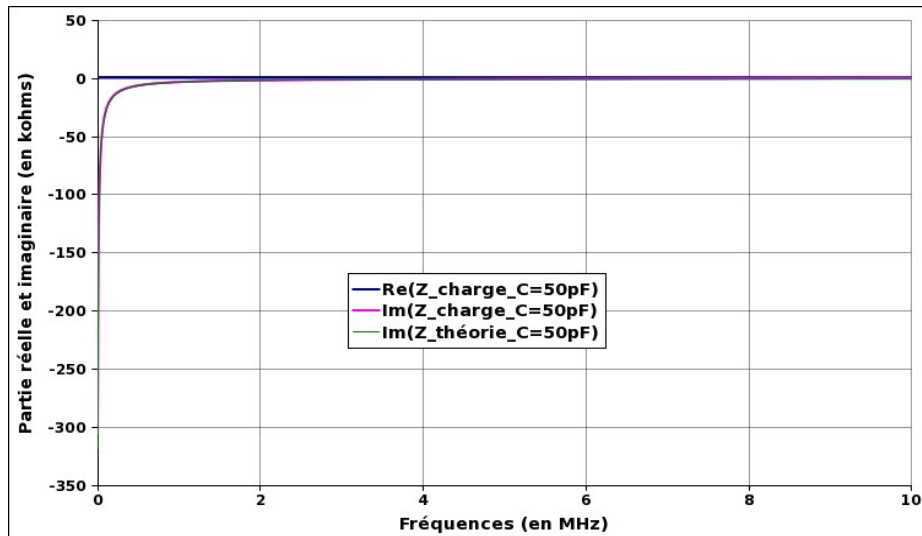


Figure II.17 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance du condensateur plan ($C=50$ pF) entre 0 et 10 MHz

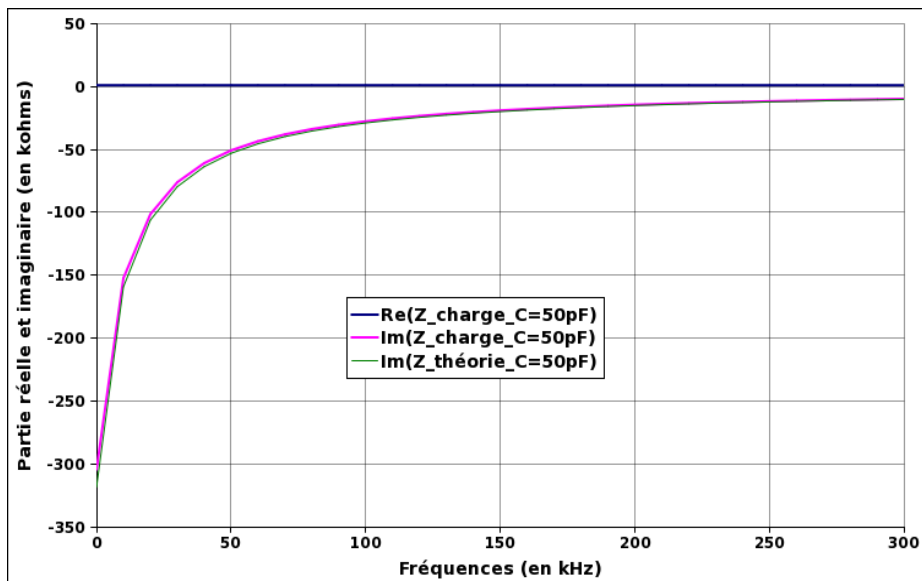


Figure II.18 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance du condensateur plan ($C=50$ pF) entre 0 et 300 kHz

IV.D) Résultats

La capacité précédente est maintenant remplacée par l'isolateur à étudier. Le même mode opératoire est appliqué. Le chemin, le contour et la surface d'intégration sont choisis de la façon suivante :

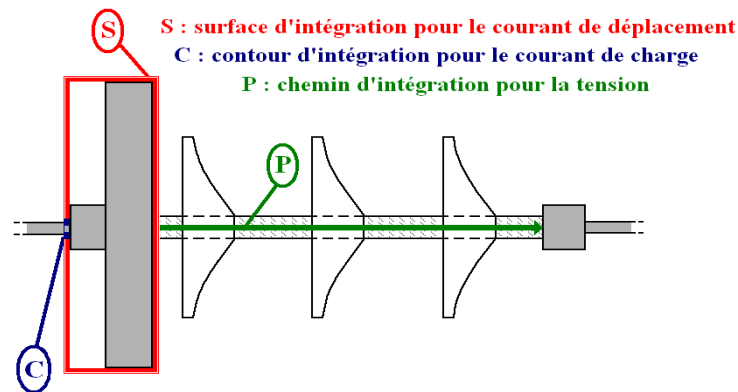


Figure II.19 : Isolateur : Chemin, Contour et Surface d'intégration

Le contour d'intégration est choisi au plus proche du câble d'alimentation juxtaposé à la structure de l'isolateur (Figure II.19). Les meilleurs résultats sont obtenus lorsqu'on intègre au plus près de l'isolateur. Ce qui peut être expliqué par le fait que la zone de champ proche correspond à la zone de stockage de la puissance réactive et donc des effets capacitif et inductif. La zone de champ lointain est quant à elle associée à la puissance rayonnée liée à la résistance de rayonnement.

Les paramètres des simulations TLM sont exposés dans le **Tableau II.3**.

• Volume de calcul TLM :	162 x 273 x 162 nœuds
• Dimension des cellules :	$\Delta l_{\min} = 1 \text{ mm}$
• Nombres de cellules dans les PML :	22
• Excitation :	[3 kHz ; 10 MHz]
• Nombre de processeurs :	48
• Nombre d'itérations :	91000
• Temps de calcul par processeur :	Environ 29 h / proc.
• Mémoire utilisée par processeur :	1,5 Gb / proc.

Tableau II.3 : Paramètres des simulations TLM

CHAPITRE II - MODÉLISATION MICROSCOPIQUE DES ISOLATEURS

Les isolateurs sont excités dans la bande [3 kHz ; 10 MHz] par un signal sinusoïdal modulé par une gaussienne.

IV.D.1) Isolateur composite

Aucune différence n'a été constatée entre la simulation de l'isolateur sans structures diélectriques et celle de l'isolateur complet (mandrin central + ailettes). Les ailettes ne semblent pas avoir d'influence dans le régime permanent de fonctionnement et servent uniquement à allonger la ligne de fuite de l'isolateur dans le régime de claquage.

L'impédance présentée par l'isolateur est semblable à celle d'une capacité de 9,5 pF sur une large bande de fréquences (**Figure II.20**) incluant la bande VLF/LF (**Figure II.21**). La partie réelle est proche de 0 et la partie imaginaire décroît en $-1/(2\pi f C)$.

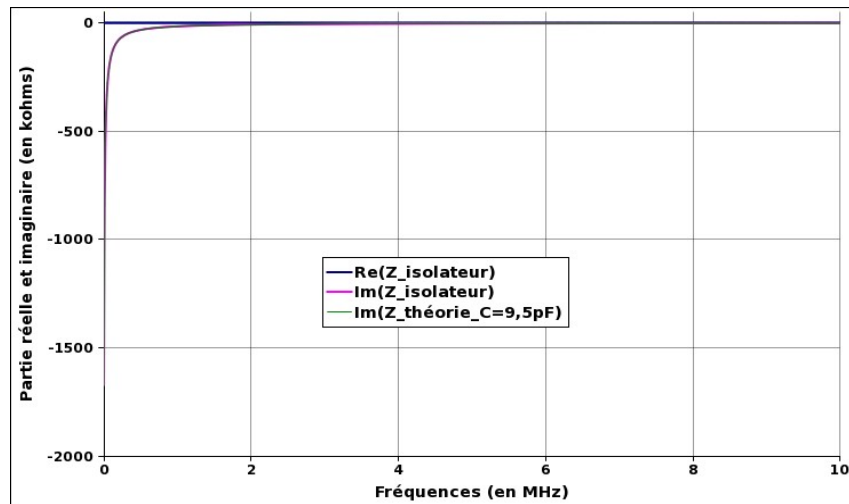


Figure II.20 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance de l'isolateur entre 0 et 10 MHz

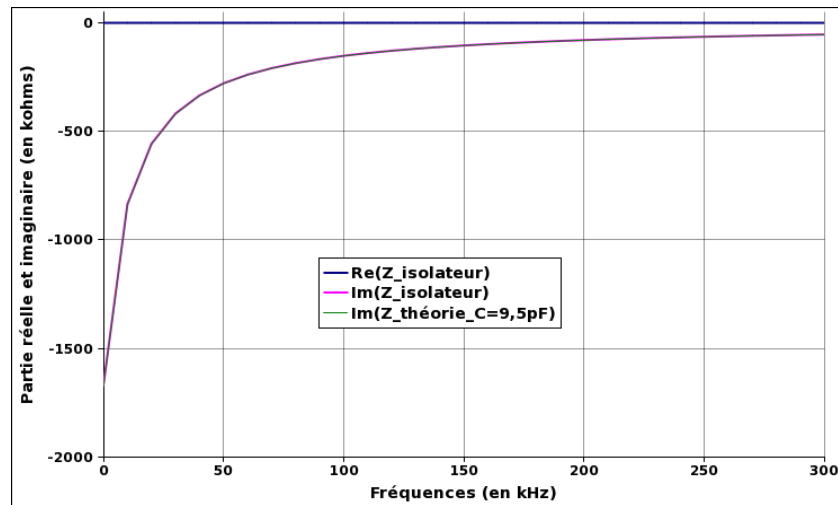


Figure II.21 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance de l'isolateur entre 0 et 300 kHz

IV.D.2) Isolateur sous pollution atmosphérique

Il est également possible de prendre en considération l'influence de la pollution atmosphérique sur le fonctionnement des isolateurs. Les cas les plus souvent rencontrés dans des conditions normales d'utilisation des structures antennaires sont :

- l'ionisation du milieu ambiant des isolateurs (dû à la présence d'un champ électrique, irrptions solaire,...)
- le dépôt de matière conductrice (polluant) à la surface des isolateurs.

Il suffit d'établir les valeurs de conductivité suivant les types de pollution atmosphérique.

Les paramètres de simulations sont inchangés à ceux de la modélisation de l'isolateur composite déjà définis au **Tableau II.3**. Du fait des temps de simulation prohibitifs (29 h sur 48 processeurs) nous avons limité le nombre de configurations.

Dépôt de matière conductrice

Nous nous sommes intéressés au cas d'antennes se trouvant en zone côtière. Le sel de mer transporté par les vents se dépose sur la surface des isolateurs et provoque l'apparition d'une couche conductrice.

CHAPITRE II - MODÉLISATION MICROSCOPIQUE DES ISOLATEURS

Le dépôt est considéré d'une épaisseur de 3 mm avec une conductivité σ de 5 S.m^{-1} (conductivité de l'eau salée).

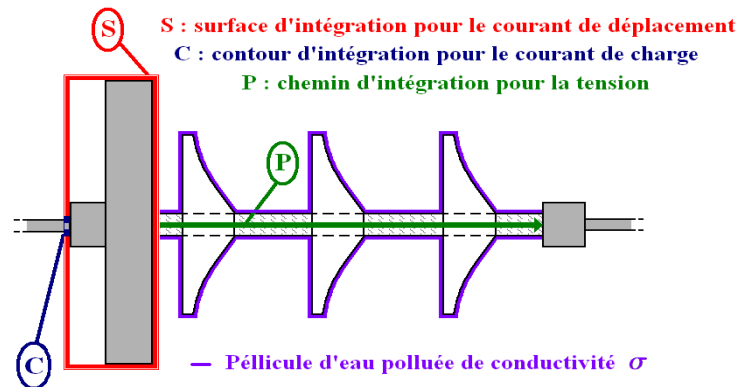


Figure II.22 : Isolateur sous pollution atmosphérique : pellicule d'eau polluée de conductivité σ

Les résultats de simulation montrent une légère modification de la valeur de capacité (9,2 pF) présentée par l'isolateur : soit une baisse de 3,2 %.

En régime permanent, la présence d'une couche conductrice à la surface de l'isolateur a tendance à diminuer légèrement la valeur de la capacité caractéristique de l'isolateur. Cependant il faut garder à l'esprit que la présence de cette couche conductrice a tendance à diminuer la tension de seuil de claquage.

Espace ionisé

Nous nous sommes également intéressés au cas d'isolateurs se trouvant dans une atmosphère ionisée par des facteurs extérieurs ou par la présence de forts champs électriques provoqués par le fonctionnement de l'antenne.

L'espace autour de l'isolateur est affecté d'une conductivité σ . La conductivité de l'air, sans contrainte extérieure, est de l'ordre du femto-siemens. Quelques cas de conductivité ont été traités : σ variant de $1.10^{-10} \text{ S.m}^{-1}$ à 1 S.m^{-1} .

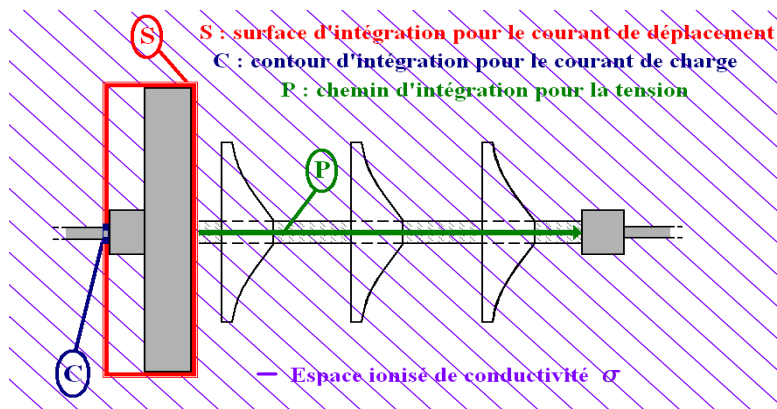


Figure II.23 : Isolateur sous pollution atmosphérique : espace ionisé de conductivité σ

Il n'a été observé aucun changement de la valeur de la capacité pour des conductivités inférieures à 10^{-1} S.m^{-1} . Une telle valeur de conductivité est difficilement atteinte dans la réalité pour le cas de l'air. De la même façon que dans le cas précédent, la capacité de l'isolateur a tendance à diminuer lorsque l'espace est suffisamment ionisé. Nous verrons dans la suite que ce sont les fortes valeurs de capacité qui influencent le fonctionnement d'une antenne VLF.

On peut donc conclure que l'influence de la pollution atmosphérique sur les isolateurs n'aura pas de conséquences notables sur le fonctionnement des structures VLF/LF en régime linéaire compte tenu du peu d'influence sur la caractérisation des isolateurs.

Il faut cependant garder à l'esprit que les pollutions atmosphériques ont tendance à augmenter le risque de claquage. Ceci peut avoir une influence sur le fonctionnement des antennes qui n'est pas pris en compte dans notre analyse.

V) CONCLUSION

Dans ce second chapitre, les isolateurs et les phénomènes physiques mis en jeu au niveau de ces points chauds ont d'abord été présentés. La majorité des recherches menées actuellement sont réalisées dans le but d'améliorer les rendements des lignes à haute tension. Dans cette optique, des logiciels ont été et sont encore développés pour caractériser les niveaux de champs électriques autour des isolateurs et des infrastructures et ainsi identifier les zones de claquage.

Aucune étude n'avait encore été réalisée sur les isolateurs des structures antennaires dans les domaines des très basses et basses fréquences [3-300 kHz]. La caractérisation électromagnétique d'un isolateur semblable à ceux utilisés sur les antennes VLF a permis d'extraire un schéma électrique équivalent. Cette caractérisation permet également de prendre en considération, en régime linéaire, les effets de pollutions atmosphériques rencontrés au voisinage de ces isolateurs.

La modélisation microscopique des isolateurs (avec des détails fins de l'ordre du millimètre) dans la bande de fréquences VLF/LF par la méthode temporelle TLM entraîne des temps de simulation prohibitifs (de l'ordre du millier d'heures mono-processeur). Il n'est donc pas imaginable de réaliser des études paramétriques sur les isolateurs avec la méthode TLM.

Afin de modéliser des antennes VLF/LF (modélisation macroscopique) en tenant compte des isolateurs et structures de soutien il est nécessaire d'inclure le comportement électrique des isolateurs dans le modèle « Fil Mince » arbitrairement orienté. Le chapitre III présente trois méthodes permettant d'inclure le comportement de composants localisés dans le modèle « Fil Mince ».

CHAPITRE III : MODÈLE DE FILS MINCES ARBITRAIREMENT ORIENTÉS AVEC COMPOSANTS LOCALISÉS

I) INTRODUCTION

Dans un premier temps nous rappelons le développement du modèle « Fil Mince » initialement réalisé par B. Larbi. Les modifications apportées au schéma numérique par G. Verissimo sont brièvement présentées. Ensuite trois méthodes permettant l'intégration de composants dans le modèle « Fil Mince » sont décrites. Les résultats de ces méthodes sont ensuite comparés à des résultats théoriques sur une structure guidée et sur une structure rayonnante. Les avantages et inconvénients de chacune des méthodes sont également discutés.

II) DÉVELOPPEMENTS THÉORIQUES

II.A) Système d'équations

II.A.1) Équations du fil

A partir de l'intégration des lois de Maxwell-Faraday et de Maxwell-Ampère, il est possible d'établir un système de deux équations qui sera la base du modèle filaire.

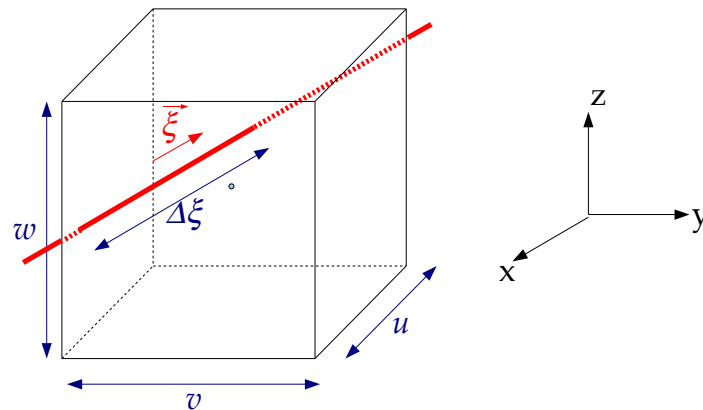


Figure III.1 Fil mince orienté arbitrairement dans une cellule TLM

Nous considérons un fil arbitrairement orienté suivant la direction $\vec{\xi} = \alpha \vec{u}_x + \beta \vec{u}_y + \gamma \vec{u}_z$ où α , β et γ sont les cosinus directeurs $(\alpha, \beta, \gamma) \in [-1; 1]$. Dans le système de coordonnées cylindriques (r, θ, ξ) , en faisant l'approximation quasi-statique que les composantes radiales du champ électromagnétique varient en $1/r$ autour du fil et compte tenu des conditions aux limites, l'intégration des lois de Faraday et Ampère conduit au système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{\nabla} \wedge \vec{e} = -\sigma_m \vec{h} - \mu \frac{\partial \vec{h}}{\partial t} \quad \text{Maxwell-Faraday} \\ \vec{\nabla} \wedge \vec{h} = \sigma_e \vec{e} + \epsilon \frac{\partial \vec{e}}{\partial t} \quad \text{Maxwell-Ampère} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} C \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial I}{\partial \xi} = -\frac{\sigma_e C}{\epsilon} V \\ L \frac{\partial I}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \xi} = e_\xi(r) - R_{fil} I \end{array} \right. \quad (\text{III.1})$$

où : I et V sont respectivement le courant (A) et la tension (V) sur le fil ;

e_ξ est le champ électrique (V/m) le long du fil ;

σ et ϵ sont la conductivité et la permittivité du milieu ;

R_{fil} , L et C sont respectivement les résistance, inductance et capacité linéiques du fil.

L et C sont données par :

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{r}{a}\right) \quad \text{et} \quad C = \frac{\epsilon\mu}{L}$$

Il sera utile d'intégrer une source d'excitation directement dans le modèle du « Fil Mince » : le générateur adapté localisé est le plus commode d'utilisation. Ainsi, $e_{inc} = e_g - r_g I$ traduira une source de tension ponctuelle pouvant être placée n'importe où sur le fil. Pour garder une équation homogène en unités, il faut exprimer e_{inc} et e_g en V/m et r_g en Ω/m . Ces tensions sont en réalité des champs électriques. Le système (III.1) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} C \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial I}{\partial \xi} = -\frac{\sigma_e C}{\epsilon} V \\ L \frac{\partial I}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \xi} = e_\xi(r) + e_g - (r_g + R_{fil}) I \end{array} \right. \quad (\text{III.2})$$

Ce système de deux équations est la base du modèle filaire. Il est maintenant nécessaire de l'adapter au formalisme TLM.

II.A.2) Discrétisation et Normalisation

La première étape consiste en la discrétisation spatio-temporelle des équations. Le pas spatial, qui correspond à un segment du fil $\Delta\xi$, est indépendant du maillage TLM. Le pas temporel, intrinsèque au formalisme TLM, dépend de Δt la plus petite dimension du maillage.

$$\begin{array}{l}
 \Delta \xi = \frac{\xi}{\Xi} \quad \text{Pas spatial} \\
 \Delta t = \frac{t}{T} = \frac{\Delta l}{2c} \quad \text{Pas temporel}
 \end{array}
 \Rightarrow
 \begin{cases}
 C \frac{2c}{\Delta l} \frac{\partial V}{\partial T} + \frac{1}{\Delta \xi} \frac{\partial I}{\partial \Xi} = -\frac{\sigma_e C}{\epsilon} V \\
 L \frac{2c}{\Delta l} \frac{\partial I}{\partial T} + \frac{1}{\Delta \xi} \frac{\partial V}{\partial \Xi} = e_\xi(r) + e_g - (r_g + R_{fil}) I
 \end{cases}
 \quad (\text{III.3})$$

La deuxième étape consiste en la normalisation des équations. Cette étape nécessite l'introduction d'impédances normalisées Z_m et Z_s et d'un coefficient A (sans unité) :

$$\begin{array}{l}
 e_\xi = \frac{E_\xi}{\Delta \xi} \quad e_g = \frac{V_g}{\Delta \xi} \\
 \left\{ \begin{array}{l}
 Z_m = \frac{\Delta l}{2c} \frac{1}{\Delta \xi} \frac{1}{C} = \frac{\Delta l}{2c} \frac{1}{\Delta \xi} \frac{L}{\mu \epsilon} \\
 Z_s = L \Delta \xi \frac{2c}{\Delta l} - Z_m \\
 A = \frac{\Delta l}{2c} \frac{\sigma_e}{\epsilon}
 \end{array} \right.
 \Rightarrow
 \begin{cases}
 \frac{\partial V}{\partial T} + Z_m \frac{\partial I}{\partial \Xi} = -A V \\
 (Z_s + Z_m) \frac{\partial I}{\partial T} + \frac{\partial V}{\partial \Xi} = E_\xi(r) + V_g - (R_g + \Delta \xi \cdot R_{fil}) I
 \end{cases}
 \quad (\text{III.4})
 \end{array}$$

$R_g = r_g \cdot \Delta \xi$ est la résistance interne du générateur définie en Ω .

Nous retrouvons un système d'équations adapté au formalisme TLM décrivant le comportement du fil mince arbitrairement orienté.

$$\boxed{
 \begin{cases}
 -A V = \frac{\partial V}{\partial T} + Z_m \frac{\partial I}{\partial \Xi} \\
 E_\xi(r) + V_g - (R_g + \Delta \xi \cdot R_{fil}) I = Z_s \frac{\partial I}{\partial T} + \frac{\partial V}{\partial \Xi} + Z_m \frac{\partial I}{\partial T}
 \end{cases}
 }
 \quad (\text{III.5})$$

II.B) Schéma numérique du modèle « Fil Mince »

La propagation du courant et de la tension sur le fil est caractérisée par deux lignes de transmissions pseudo-stubs (d'impédance caractéristique Z_m) et d'un stub court-circuit (d'impédance caractéristique Z_s) afin de pouvoir prendre en compte les retards de courant.

Ci-dessous est représenté le schéma « caractéristique » d'un segment de fil (**Figure III.2**).

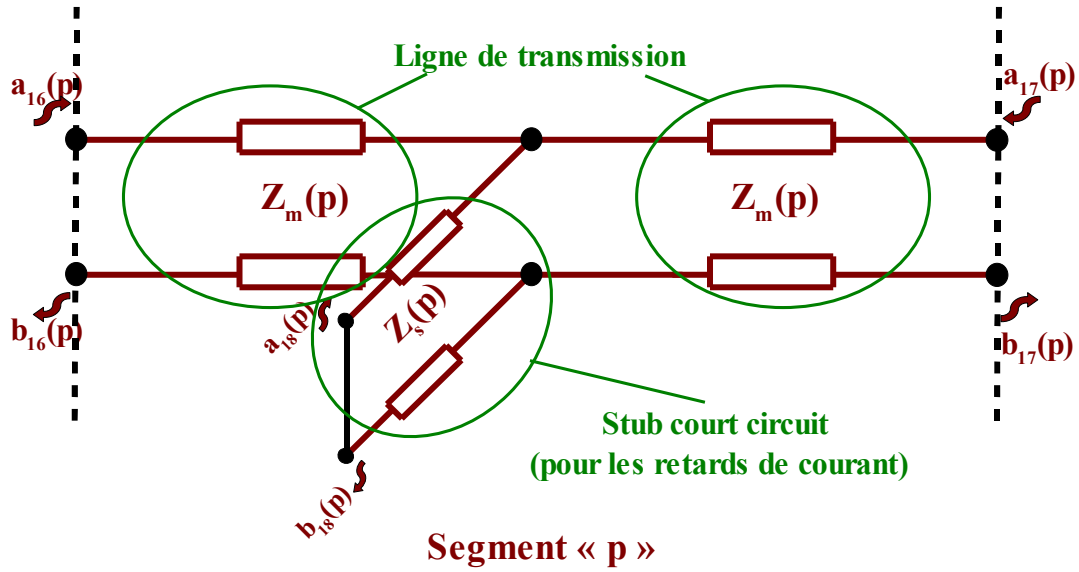


Figure III.2 Segment de fil

Nous définissons donc trois impulsions incidentes (III.6) et trois impulsions réfléchies (III.7) caractérisant un segment « p ». Et nous introduisons deux nouveaux indices : l'indice temporel « n » tel que $t = n \cdot \Delta t$ et l'indice spatial « p » caractérisant le centre d'un segment.

Tensions incidentes
à l'instant « n » :

$$\begin{cases} a_{16}^{n-\frac{1}{2}} = \frac{1}{2} \left[V^{n-\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) + Z_m I^{n-\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right] \\ a_{17}^{n-\frac{1}{2}} = \frac{1}{2} \left[V^{n-\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) - Z_m I^{n-\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) \right] \\ a_{18}^{n-\frac{1}{2}} = \frac{1}{2} \left[Z_s I^{n-\frac{1}{2}}(p) \right] \end{cases} \quad (III.6)$$

Tensions réfléchies
à l'instant « n » :

$$\begin{cases} b_{16}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{2} \left[V^{n+\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) - Z_m I^{n+\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right] \\ b_{17}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{2} \left[V^{n+\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) + Z_m I^{n+\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) \right] \\ b_{18}^{n+\frac{1}{2}} = -\frac{1}{2} \left[Z_s I^{n+\frac{1}{2}}(p) \right] \end{cases} \quad (III.7)$$

II.B.1) Tensions et courants sur le fil

A partir du système d'équations (III.5) décrivant le comportement du fil mince arbitrairement orienté et des six nouvelles impulsions nous allons définir les expressions de la tension et du courant sur le fil.

En s'inspirant de la dérivation du schéma numérique TLM proposé par [Jin94], nous introduisons un nouveau système de coordonnées espace-temps mélangées :

$$\begin{aligned}
 & \begin{aligned}
 A = \Xi + T & \longrightarrow \left\{ \frac{\partial A}{\partial \Xi} = 1 \quad \& \quad \frac{\partial A}{\partial T} = 1 \right. \\
 B = \Xi - T & \longrightarrow \left\{ \frac{\partial B}{\partial \Xi} = 1 \quad \& \quad \frac{\partial B}{\partial T} = -1 \right.
 \end{aligned} \\
 & \Rightarrow \left\{ \begin{aligned}
 -A V &= \frac{1}{2} \left[\frac{\partial (V + Z_m I)}{\partial A} - \frac{\partial (V - Z_m I)}{\partial B} \right] \\
 E_\xi(R) + V_g - \Delta \xi (R_g + R_{fil}) I &= Z_s \frac{\partial I}{\partial T} + \frac{1}{2} \left[\frac{\partial (V + Z_m I)}{\partial A} + \frac{\partial (V - Z_m I)}{\partial B} \right]
 \end{aligned} \right. \quad (III.8)
 \end{aligned}$$

On applique la méthode des différences finies centrées au système d'équations précédent (III.8) au segment (p) à l'instant n :

$$\begin{aligned}
 -A V^n(p) &= \frac{1}{2} \left[\left(V^{n+\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) - V^{n-\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right) + Z_m \left(I^{n+\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) - I^{n-\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right) \right. \\
 & \quad \left. - \left(V^{n-\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) - V^{n+\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right) + Z_m \left(I^{n-\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) - I^{n+\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right) \right] \\
 E_\xi^n(R) + V_g^n(p) - \Delta \xi (R_g + R_{fil}) I^n(p) &= Z_s \left[I^{n+\frac{1}{2}}(p) - I^{n-\frac{1}{2}}(p) \right] \\
 + \frac{1}{2} \left\{ \left[V^{n+\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) - V^{n-\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right] + Z_m \left[I^{n+\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) - I^{n-\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right] \right. \\
 & \quad \left. + \left[V^{n-\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) - V^{n+\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right] - Z_m \left[I^{n-\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) - I^{n+\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right] \right\} \quad (III.9)
 \end{aligned}$$

Si on identifie ces équations à celles des nouvelles impulsions (III.6 & III.7) un premier système liant les impulsions réfléchies aux impulsions incidentes est ainsi obtenu :

$$\begin{cases} -A V^n(p) = -a_{16}^{n-\frac{1}{2}} - a_{17}^{n-\frac{1}{2}} + b_{16}^{n+\frac{1}{2}} + b_{17}^{n+\frac{1}{2}} \\ E_{\xi}^n(r) + V_g^n(p) - \Delta \xi (R_g + R_{fil}) I^n(p) = \\ -2 \left(a_{18}^{n-\frac{1}{2}} + b_{18}^{n+\frac{1}{2}} \right) - a_{16}^{n-\frac{1}{2}} + a_{17}^{n-\frac{1}{2}} - b_{16}^{n+\frac{1}{2}} + b_{17}^{n+\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (III.10)$$

Dans le cas du stub court-circuit, l'impulsion réfléchie à l'instant n est opposée à l'impulsion incidente à l'instant $n+1$: $b_{18}^{n+\frac{1}{2}} = -a_{18}^{n+\frac{1}{2}}$ ce qui permet d'écrire :

$$\begin{cases} b_{16}^{n+\frac{1}{2}} + b_{17}^{n+\frac{1}{2}} = -A V^n(p) + a_{16}^{n-\frac{1}{2}} + a_{17}^{n-\frac{1}{2}} \\ b_{16}^{n+\frac{1}{2}} - b_{17}^{n+\frac{1}{2}} = 2 \left(a_{18}^{n+\frac{1}{2}} - a_{18}^{n-\frac{1}{2}} \right) - E_{\xi}^n(r) - V_g^n(p) + \Delta \xi (R_g + R_{fil}) I^n(p) - a_{16}^{n-\frac{1}{2}} + a_{17}^{n-\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (III.11)$$

Cette fois, nous appliquons aux équations (III.8) la méthode des différences finies centrées au segment (p) à l'instant $n+1/2$:

$$\begin{cases} -A V^{n+\frac{1}{2}}(p) = [V^{n+1}(p) - V^n(p)] \\ \quad + Z_m \left[I^{n+\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) - I^{n+\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right] \\ E_{\xi}^{n+\frac{1}{2}}(r) + V_g^{n+\frac{1}{2}}(p) - \Delta \xi (R_g + R_{fil}) I^{n+\frac{1}{2}}(p) = (Z_s + Z_m + Z_{SC}) [I^{n+1}(p) - I^n(p)] \\ \quad + \left[V^{n+\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) - V^{n+\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \right] \end{cases} \quad (III.12)$$

Le calcul des tensions et courants aux limites du segment à l'instant $n+1/2$ peut être obtenu à partir des impulsions réfléchies à l'instant n et incidentes à l'instant $n+1$:

$$\begin{cases} a_{16}^{n+\frac{1}{2}} + b_{16}^{n+\frac{1}{2}} = V^{n+\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \\ a_{17}^{n+\frac{1}{2}} + b_{17}^{n+\frac{1}{2}} = V^{n+\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) \end{cases} \begin{cases} a_{16}^{n+\frac{1}{2}} - b_{16}^{n+\frac{1}{2}} = Z_m I^{n+\frac{1}{2}}(p-\frac{1}{2}) \\ -a_{17}^{n+\frac{1}{2}} + b_{17}^{n+\frac{1}{2}} = Z_m I^{n+\frac{1}{2}}(p+\frac{1}{2}) \end{cases}$$

Ce qui nous permet d'écrire l'expression des impulsions réfléchies à l'instant n en fonction des impulsions incidentes à l'instant $n+1$:

$$\begin{cases} -A V^{n+\frac{1}{2}}(p) = [V^{n+1}(p) - V^n(p)] + \left(-a_{17}^{n+\frac{1}{2}} + b_{17}^{n+\frac{1}{2}}\right) - \left(a_{16}^{n+\frac{1}{2}} - b_{16}^{n+\frac{1}{2}}\right) \\ E_{\xi}^{n+\frac{1}{2}}(r) + V_g^{n+\frac{1}{2}}(p) - \Delta\xi(R_g + R_{fil})I^{n+\frac{1}{2}}(p) = (Z_s + Z_m)[I^{n+1}(p) - I^n(p)] \\ \quad + \left(a_{17}^{n+\frac{1}{2}} + b_{17}^{n+\frac{1}{2}}\right) - \left(a_{16}^{n+\frac{1}{2}} + b_{16}^{n+\frac{1}{2}}\right) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

L'élimination des variables définies à l'instant $n+1/2$ est réalisée en les remplaçant par une moyenne temporelle :

$$\begin{cases} V^{n+\frac{1}{2}}(p) = \frac{V^{n+1}(p) + V^n(p)}{2} \\ I^{n+\frac{1}{2}}(p) = \frac{I^{n+1}(p) + I^n(p)}{2} \end{cases} \quad \begin{cases} E_{\xi}^{n+\frac{1}{2}}(R) = \frac{E_{\xi}^{n+1}(R) + E_{\xi}^n(R)}{2} \\ V_g^{n+\frac{1}{2}}(p) = \frac{V_g^{n+1}(p) + V_g^n(p)}{2} \end{cases}$$

Nous obtenons donc un deuxième système d'équations où les tensions réfléchies sont exprimées en fonction des tensions incidentes :

$$\Rightarrow \begin{cases} b_{16}^{n+\frac{1}{2}} + b_{17}^{n+\frac{1}{2}} = -\left(\frac{A}{2} + 1\right)V^{n+1}(p) - \left(\frac{A}{2} - 1\right)V^n(p) + a_{16}^{n+\frac{1}{2}} + a_{17}^{n+\frac{1}{2}} \\ b_{16}^{n+\frac{1}{2}} - b_{17}^{n+\frac{1}{2}} = \left[\frac{\Delta\xi}{2}(R_g + R_{fil}) + (Z_s + Z_m)\right]I^{n+1}(p) \\ \quad + \left[\frac{\Delta\xi}{2}(R_g + R_{fil}) - (Z_s + Z_m)\right]I^n(p) \\ -\frac{E_{\xi}^{n+1}(r) + E_{\xi}^n(r)}{2} - \frac{V_g^{n+1}(p) + V_g^n(p)}{2} - a_{16}^{n+\frac{1}{2}} + a_{17}^{n+\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

L'égalisation entre les systèmes d'équations (III.11) et (III.14) nous conduit aux expressions de la tension et du courant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V^n(p) = \frac{2}{A+2} \left(a_{16}^{n-\frac{1}{2}} + a_{17}^{n-\frac{1}{2}} \right) \\ I^n(p) = \frac{E_\xi^n(r) + V_g^n(p) + 2 \left(a_{16}^{n-\frac{1}{2}} - a_{17}^{n-\frac{1}{2}} + 2 a_{18}^{n-\frac{1}{2}} \right)}{\Delta \xi (R_g + R_{fil}) + 2 (Z_s + Z_m)} \end{array} \right. \quad (\text{III.15})$$

II.B.2) Étape « Répartition »

Afin d'exprimer les tensions réfléchies à l'instant n en fonction des tensions incidentes au même instant, nous appliquons la moyenne centrée aux grandeurs $V \pm Z_m I$ au point (n, p) en tenant compte du système de coordonnées mélangées :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_{16}^{n+\frac{1}{2}} = V^n(p) - Z_m I^n(p) - a_{17}^{n-\frac{1}{2}} \\ b_{17}^{n+\frac{1}{2}} = V^n(p) + Z_m I^n(p) - a_{16}^{n-\frac{1}{2}} \\ b_{18}^{n+\frac{1}{2}} = a_{18}^{n-\frac{1}{2}} - Z_s I^n(p) \end{array} \right. \quad (\text{III.16})$$

La prise en compte des expressions finales de la tension et du courant sur le fil en fonction des autres paramètres (III.15) nous fournit :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 b_{16}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{2}{A+2} \left(a_{16}^{n-\frac{1}{2}} + a_{17}^{n-\frac{1}{2}} \right) - \frac{Z_m}{\Delta \xi (R_g + R_{fil}) + 2(Z_s + Z_m)} \\
 \left[E_{\xi}^n(r) + V_g^n(p) + 2 \left(a_{16}^{n-\frac{1}{2}} - a_{17}^{n-\frac{1}{2}} + 2 a_{18}^{n-\frac{1}{2}} \right) \right] - a_{17}^{n-\frac{1}{2}} \\
 b_{17}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{2}{A+2} \left(a_{16}^{n-\frac{1}{2}} + a_{17}^{n-\frac{1}{2}} \right) + \frac{Z_m}{\Delta \xi (R_g + R_{fil}) + 2(Z_s + Z_m)} \\
 \left[E_{\xi}^n(r) + V_g^n(p) + 2 \left(a_{16}^{n-\frac{1}{2}} - a_{17}^{n-\frac{1}{2}} + 2 a_{18}^{n-\frac{1}{2}} \right) \right] - a_{16}^{n-\frac{1}{2}} \\
 b_{18}^{n+\frac{1}{2}} = a_{18}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{Z_s}{\Delta \xi (R_g + R_{fil}) + 2(Z_s + Z_m)} \\
 \left[E_{\xi}^n(r) + V_g^n(p) + 2 \left(a_{16}^{n-\frac{1}{2}} - a_{17}^{n-\frac{1}{2}} + 2 a_{18}^{n-\frac{1}{2}} \right) \right]
 \end{array} \right. \quad (III.17)$$

Le système d'équations (III.17) définit le schéma numérique TLM du fil mince arbitrairement orienté.

II.B.3) Interaction champs électromagnétiques - courant sur le fil

Cette partie décrit le couplage entre le modèle « Fil Mince » et la méthode TLM.

L'interaction entre le fil et les ondes électromagnétiques se propageant dans le maillage TLM s'effectue au travers du champ E_{ξ} sur le fil et d'une source de courant \vec{J} (dépendante du courant sur le fil) qui vient s'ajouter au courant de déplacement dans l'équation de Maxwell-Ampère. Cette interaction est délimitée dans le maillage TLM par un volume d'influence [Edelvik03].

L'approche qui est décrite ici a été développée durant les premiers travaux de thèse de G. Verrissimo débutée en octobre 2008. Cette approche diffère de celle réalisée durant les travaux de thèse de B. Larbi, soutenue en octobre 2006, au niveau du volume d'influence considéré. Dans la thèse de B. Larbi, un segment de fil influence une sphère contenant uniquement la cellule traversée ce qui aboutit à un système d'équations de taille modeste (3x3). Cette façon de procéder permet un gain en ressource informatique au détriment de la précision des résultats et de la généralité des cas sur lesquels le modèle fonctionne. Dans l'approche de G. Verrissimo, un segment de fil influence un cylindre contenant plusieurs cellules TLM et une cellule TLM peut

interagir avec plusieurs segments. C'est pourquoi, dans cette approche, il est nécessaire d'établir un système d'équations dont la taille dépend du nombre de cellules influencées.

Une première étape consiste à décomposer le courant I et le champ e_ξ en fonctions de base :

$$\begin{cases} I(\xi) = \sum_p I_p \Phi_p(\xi) \\ e_\xi(x, y, z) = \sum_q e_{\xi q} N_q(x, y, z) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

avec $e_{\xi q} = \vec{e}_q \cdot \vec{\xi} = \frac{\alpha}{u} E_{xq} + \frac{\beta}{v} E_{yq} + \frac{\gamma}{w} E_{zq}$

et les fonctions de base : $\Phi_p(\xi) = \begin{cases} 1 & \text{pour } \xi \in p \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$ et $N_q(x, y, z) = \begin{cases} 1 & \text{pour } [x, y, z] \in q \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$

La fonction de base Φ_p permet de se focaliser sur un segment unique tandis que la fonction N_q permet de ne traiter qu'une seule cellule du maillage TLM à la fois.

La densité de courant réelle est définie par la relation $\vec{j}(\xi) = \frac{I(\xi)}{S} \vec{\xi}$ où S représente la surface de la section cylindrique que traverse le courant. Elle est distribuée dans le volume TLM à l'aide de la fonction poids $g(r)$:

$$\vec{j}_{dist}(r, \xi) = I(\xi) g(r) \vec{\xi} = \sum_p I_p \Phi_p(\xi) g(r) \vec{\xi} \quad \text{avec comme condition : } \int_S g(r) dS = 1$$

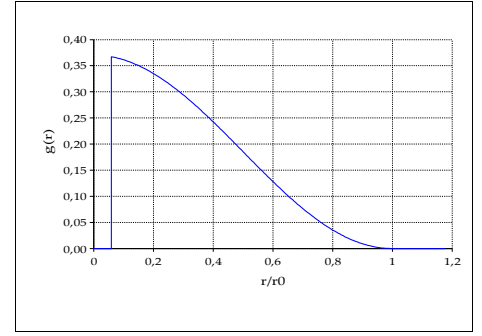
Ainsi nous pouvons déterminer la moyenne des densités de courant distribuées dans une cellule q par la relation :

$$j_{x moy} = j_{xq} = \frac{1}{uvw} \int_V j_{x dist} N_q(x, y, z) dV = \frac{1}{uvw} \sum_p \alpha I_p \int_V g(r) \Phi_p(\xi) N_q(x, y, z) dV \quad (\text{III.19})$$

La fonction poids $g(r)$ permet également de faire une moyenne pondérée des champs électriques dans le volume cylindrique représentant le segment p par la relation :

$$E_{\xi moy} = E_{\xi p} = \Delta \xi e_{\xi q} = \frac{\Delta \xi}{\Delta \xi} \int_V e_\xi g(r) \Phi_p(\xi) dV = \sum_q e_{\xi q} \int_V g(r) \Phi_p(\xi) N_q(x, y, z) dV \quad (\text{III.20})$$

La fonction $g(r)$ est une fonction poids qui traduit l'atténuation du champ électrique en fonction de la distance r . Elle doit satisfaire l'hypothèse quasi-statique conduisant à la dépendance en $1/r$ des composantes radiales du champ autour du fil. La fonction utilisée est définie par [Edelvik03] :



$$g(r) = \begin{cases} 0, & r \leq a \\ \frac{I + \cos\left(\frac{\pi r}{r_0}\right)}{\pi (r_0^2 + a^2) + \frac{2r_0^2}{\pi} \left(-I - \cos\frac{\pi a}{r_0} - \frac{\pi a}{r_0} \sin\frac{\pi a}{r_0}\right)}, & a \leq r \leq r_0 \\ 0, & r \geq r_0 \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Cette fonction poids est continue en $r_0 = \sqrt{(3)} \max(u, v, w)$, de dimension m^{-2} et vérifie la relation :

$$\int_{r \geq a} g(r) 2\pi r dr = 1$$

En notant, $\mathfrak{I}_{qp} = \int_V g(r) \Phi_p(\xi) N_q(x, y, z) dV$ les équations (III.19) et (III.20) deviennent :

$$E_{\xi p} = \sum_q \left[\frac{\alpha}{u} E_{xq} + \frac{\beta}{v} E_{yq} + \frac{\gamma}{w} E_{zq} \right] \mathfrak{I}_{qp} \quad j_{xq} = \frac{1}{uvw} \sum_p \alpha I_p \mathfrak{I}_{qp} \quad (\text{III.22})$$

Ainsi, à chaque instant $n\Delta t$, les équations permettent de calculer le champ E_{ξ} et le courant I sur le fil à partir du champ \vec{E} au centre des cellules TLM. L'obtention du champ \vec{E} , à l'aide du schéma numérique classique du nœud HSCN intégrant un fil mince arbitrairement orienté, nécessite de connaître la densité de courant \vec{J} qui dépend du courant I sur le fil. Cela conduit à un schéma numérique implicite qui nécessite la résolution d'un système linéaire.

Les équations de Maxwell, intégrant un fil mince arbitrairement orienté dans le cas d'un milieu anisotrope et en tenant compte de la densité de courant sur le fil, s'écrivent :

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \vec{h} &= \epsilon \cdot \frac{\partial \vec{e}}{\partial t} + \vec{j} + \sigma_e \vec{e} \\ \vec{\nabla} \vec{e} &= -\mu \cdot \frac{\partial \vec{h}}{\partial t} - \sigma_m \vec{h}\end{aligned}\quad (\text{III.23})$$

La seconde équation restant inchangée, l'obtention du champ \vec{E} à l'aide du schéma numérique classique du nœud HSCN, se fait à partir de la première équation. La discrétisation et la normalisation des différentes grandeurs pour la composante E_x du champ électromagnétique conduit à l'expression suivante :

$$\begin{aligned}& \left(\frac{Y_{sx} + G_{ex} + 2(Y_{my} + Y_{mz})}{2} \right) \cdot_n E_x(i, j, k) = \\ & \left[Y_{mz} \left(a_1^{n-\frac{1}{2}} + a_{12}^{n-\frac{1}{2}} \right) + Y_{my} \left(a_2^{n-\frac{1}{2}} + a_9^{n-\frac{1}{2}} \right) + Y_{sx} a_{13}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{vwZ_0}{2} j_{x\text{ moy}}^n \right]\end{aligned}\quad (\text{III.24})$$

La prise en compte des expressions du courant et du champ interpolé (III.) nous permettent d'écrire pour la composante E_x du champ électromagnétique l'équation suivante :

$$\begin{aligned}g_{ex} E_{xq} &= Y_{sx} a_{13} + Y_{my} (a_2 + a_9) + Y_{mz} (a_1 + a_{12}) \\ & - \frac{1}{2u} \sum_p \left\{ \alpha Y_f \Im_{qp} \left[\sum_q \left(\frac{\alpha}{u} E_{xq} + \frac{\beta}{v} E_{yq} + \frac{\gamma}{w} E_{zq} \right) \Im_{qp} \right] \right\} \\ & - \frac{1}{2u} \sum_p \left\{ \alpha Y_f \Im_{qp} \left[V_g + 2(a_{16} - a_{17} + 2a_{18} + 2a_{19}) \right] \right\}\end{aligned}\quad (\text{III.25})$$

$$\text{avec } g_{ex} = \frac{Y_{sx} + G_{ex} + 2(Y_{my} + Y_{mz})}{2} ;$$

$$\text{et } Y_f \text{ l'impédance normalisée définie par } Y_f = \frac{Z_0}{\Delta \xi (R_{fil} + R_g) + 2(Z_s + Z_m + Z_{SC})} .$$

Cela conduit donc à un schéma numérique implicite qui nécessite la résolution d'un système linéaire de taille $(3Nb_q * 3Nb_q)$ où Nb_q est le nombre des cellules influencées par le fil.

Deux options sont alors possibles :

- la première consiste à résoudre le système d'équations à chaque itération. Cette méthode moins gourmande en espace mémoire rallonge considérablement les temps de calcul ;

- la seconde consiste à inverser la matrice caractérisant le système d'équations avant les itérations temporelles. Les solutions du système, à chaque itération, sont alors calculées par une simple multiplication matricielle. Cette méthode est moins gourmande en temps de calcul mais l'inversion matricielle peut entraîner un espace mémoire prohibitif lorsque le nombre de cellules influencées devient important.

Compte tenu de l'espace mémoire offert par les supercalculateurs du CINES (pouvant atteindre 30 Go de mémoire vive), nous avons opté pour la deuxième méthode.

Nous appellerons, dans la suite du document, la matrice à inverser la matrice de couplage TLM – modèle « Fil Mince ».

G. Verissimo a démontré que la condition de stabilité du modèle « Fil Mince » est définie par rapport au plus petit pas spatial TLM. La longueur « $\Delta\xi$ » d'un segment de fil doit vérifier la relation :

$$\Delta\xi \geq \frac{\Delta l_{min}}{2} \quad (III.26)$$

II.C) Intégration de composants localisés

Le développement du nœud TLM « Fil Mince » sur la base du nœud HSCN et selon la technique de dérivation de Jin [Jin94] a été présenté. Nous allons maintenant voir comment il est possible d'intégrer des composants localisés au modèle filaire. Trois méthodes sont présentées. Elles interviennent à différents niveaux du développement du modèle « Fil Mince ».

II.C.1) Méthode de la « Source de tension »

La façon la plus directe d'inclure le comportement d'un composant dans le modèle filaire est de l'introduire directement au niveau des équations du fil comme il est fait pour le générateur adapté.

Ainsi pour tenir compte dans les équations d'une inductance L_c ou d'une capacité C_c localisées, il suffit de modifier l'expression de la source incidente e_{inc} telle que :

$$e_{inc} = e_g - R_g I - e_c - e_l \quad \text{où : } e_c = \frac{1}{C_c} \int_0^t i_c d\tau \quad \text{et} \quad e_l = L_c \frac{di_l}{dt}$$

avec $i_c = i_l = \frac{I}{\Delta\xi}$ où I est le courant du modèle « Fil Mince ».

CHAPITRE III - FILS MINCES ARBITRAIREMENT ORIENTÉS AVEC COMPOSANTS LOCALISÉS

Les valeurs des composants L_c et C_c sont respectivement en Henry et en Farad. Ainsi, e_{inc} peut traduire à la fois une source de tension ponctuelle, une résistance, une inductance ou une capacité localisée. Ces composants sont sans dimension et se trouvent au milieu d'un segment de fil de manière ponctuelle.

Un nouveau système d'équations pour le modèle « Fil Mince » avec composant peut être défini par :

$$\begin{cases} C \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial I}{\partial \xi} = -\frac{\sigma_e C}{\epsilon} V \\ L \frac{\partial I}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \xi} = e_\xi(r) + e_g - L_c \frac{di_L}{dt} - \frac{1}{C_c} \int_0^t i_c d\tau - (r_g + R_{fil}) I \end{cases} \quad (III.27)$$

Les étapes de discrétisation et normalisation sont semblables à celles appliquées au système (III.2) avec la définition des pas spatial et temporel et l'introduction d'impédances normalisées Z_m et Z_s et d'un coefficient A .

Après discrétisation et normalisation, le nouveau système d'équations (III.27), décrivant le comportement du fil mince arbitrairement orienté avec composants résistif, capacitif et inductif, s'écrit :

$$\begin{cases} -A V = \frac{\partial V}{\partial T} + Z_m \frac{\partial I}{\partial \Xi} \\ E_\xi(r) + V_g - (R_g + \Delta \xi \cdot R_{fil}) I - \frac{L_c}{\Delta t} \frac{\partial I}{\partial T} - \frac{1}{C_c} \sum_{m=0}^n \{I^m \cdot \Delta t\} = Z_s \frac{\partial I}{\partial T} + \frac{\partial V}{\partial \Xi} + Z_m \frac{\partial I}{\partial T} \end{cases} \quad (III.28)$$

$$\text{où } \frac{1}{C_c} \sum_{m=0}^n \{I^m \cdot \Delta t\} = \frac{\Delta t}{C_c} I^n + \frac{\Delta t}{C_c} \sum_{m=0}^{n-1} I^m = \frac{\Delta t}{C_c} I^n + S_I^n$$

« I^n » définit la valeur du courant à l'instant « n ».

Ce nouveau système d'équations peut encore s'écrire de la façon suivante :

$$\boxed{\begin{cases} -A V = \frac{\partial V}{\partial T} + Z_m \frac{\partial I}{\partial \Xi} \\ E_\xi(r) + V_g - \left(R_g + \frac{\Delta l}{2 \cdot c \cdot C_c} + \Delta \xi \cdot R_{fil} \right) I - S_I = Z_s' \cdot \frac{\partial I}{\partial T} + \frac{\partial V}{\partial \Xi} + Z_m \frac{\partial I}{\partial T} \end{cases}} \quad (III.29)$$

Avec
$$Z_s' = (L \Delta \xi + L_c) \cdot \frac{2 \cdot c}{\Delta l} - Z_m \quad \text{et} \quad S_I^n = \frac{\Delta l}{2 \cdot c \cdot C_c} \sum_{m=0}^{n-1} I^m$$

Ainsi la prise en compte d'une inductance localisée revient uniquement à modifier la valeur de l'impédance Z_s . La prise en compte d'une capacité localisée demande l'intégration du courant au fur et à mesure des itérations. L'intégration du courant calculée par somme numérique (formule « du point milieu ») entraîne une approximation supplémentaire. Nous verrons dans la suite que le choix de la formule de l'intégration numérique peut avoir de l'importance.

II.C.2) Méthode « Parallèle »

Plusieurs techniques [Russer91][Cascio97] ont été mises au point pour connecter un composant dans le réseau TLM (Figure III.3) : l'élément est connecté directement au nœud, ou entre deux lignes de transmission. Il a été montré que la technique la plus efficace pour connecter un composant électronique quelconque au réseau TLM est celle réalisée par l'intermédiaire d'un pseudo-stub [Park01][Thosi03].

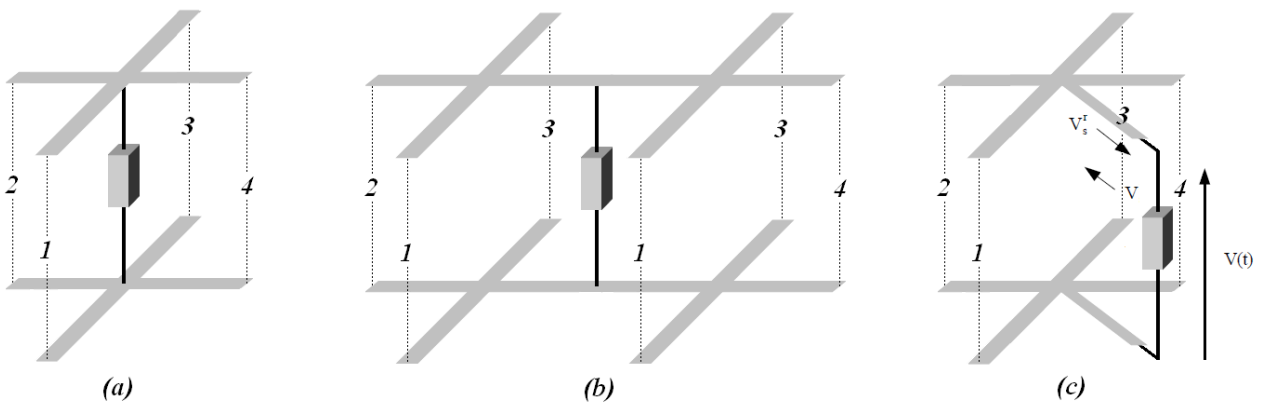


Figure III.3 Connexion d'un composant au réseau TLM : (a) directement au nœud, (b) entre deux nœuds, (c) à l'aide de tronçons de lignes

Le nœud TLM, qui ne modélise que les propriétés physiques du milieu de propagation dans lequel il se trouve, voit le composant comme un élément localisé sans dimension.

Cette technique, appliquée au modèle « Fil Mince », nécessite l'ajout d'un pseudo-stub au schéma numérique. Ainsi, le couplage entre le composant et le formalisme « Fil Mince » se fait de manière anisotrope par l'intermédiaire d'un pseudo-stub d'impédance caractéristique Z_{sc} . Le nouveau schéma numérique caractérisant un segment de fil est représenté sur la Figure III.4.

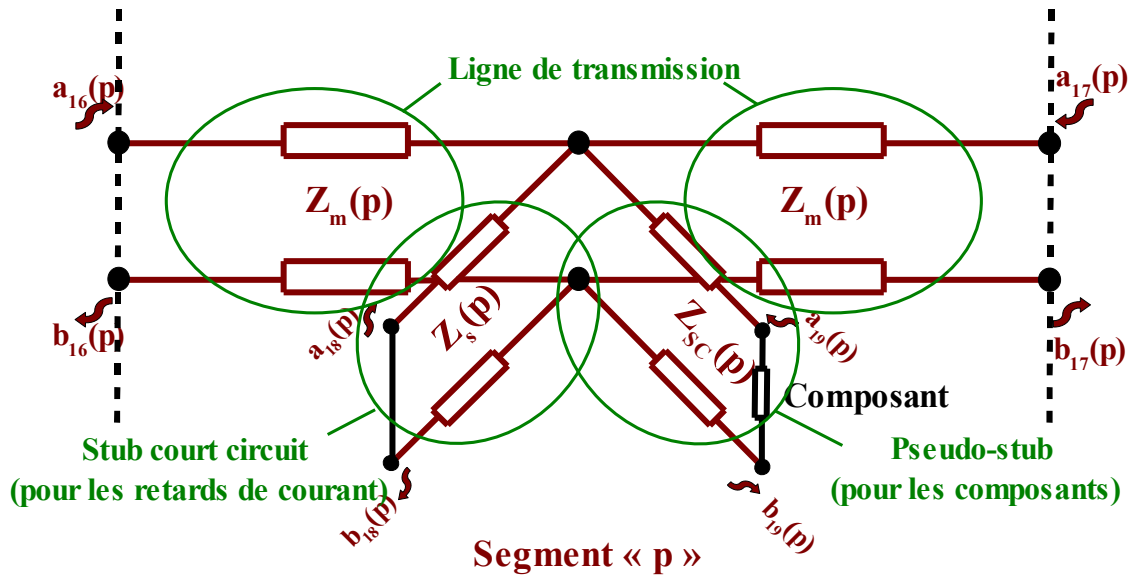


Figure III.4 Segment de fil avec composants

Nous définissons donc deux nouvelles impulsions, une impulsion incidente « a_{19} » et une impulsion réfléchie « b_{19} » telles que :

$$\begin{cases} a_{19}^{n-\frac{1}{2}} = \frac{1}{2} \left[Z_{sc} I^{n-\frac{1}{2}}(p) \right] \\ b_{19}^{n+\frac{1}{2}} = -\frac{1}{2} \left[Z_{sc} I^{n+\frac{1}{2}}(p) \right] \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

L'impulsion de tension incidente a_{19} , qui est réfléchie par le composant à l'instant « $n-1/2$ », vient modifier la valeur du courant I à l'instant « n » en tenant compte des caractéristiques du composant. L'impulsion réfléchie par le nœud b_{19} à l'instant « $n+1/2$ » tient compte des caractéristiques de propagation de la structure passive. Elle permet de déduire la nouvelle impulsion incidente a_{19} .

L'impédance normalisée Z_{sc} ($Z_{Stub-Composant}$), à l'image des impédances normalisées Z_s et Z_m , intervient au niveau du courant de la deuxième équation du système (III.31) :

$$\begin{cases} -A V = \frac{\partial V}{\partial T} + Z_m \frac{\partial I}{\partial \Xi} \\ E_{\xi}(R) + V_g - \Delta \xi (R_g + R_{fil}) I = Z_s \frac{\partial I}{\partial T} + \frac{\partial V}{\partial \Xi} + Z_m \frac{\partial I}{\partial T} + Z_{sc} \frac{\partial I}{\partial T} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

La valeur de cette nouvelle impédance va être définie, à partir des équations du modèle filaire, de telle sorte que l'impulsion réfléchie b_{19} soit indépendante de l'impulsion incidente a_{19} [Park01] [Thosi03]. Ceci permet de séparer la contribution des phénomènes de propagation de celle du composant. L'impulsion de tension incidente sur le composant ne tient compte alors que des phénomènes de propagation, évitant l'apparition d'instabilités numériques lors de la présence de composants non linéaires.

Le développement complet du schéma numérique TLM du fil mince arbitrairement orienté tenant compte d'un composant connecté par l'intermédiaire d'un pseudo-stub nous conduit au système d'équations (III.32) :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_{16}^n = \frac{2}{A+2} (a_{16}^n + a_{17}^n) - \frac{Z_m}{\Delta \xi (R_g + R_{fil}) + 2(Z_s + Z_m + Z_{SC})} \\ \quad \left[E_{\xi}^n(r) + V_g^n(p) + 2(a_{16}^n - a_{17}^n + 2a_{18}^n + 2a_{19}^n) \right] - a_{17}^n \\ b_{17}^n = \frac{2}{A+2} (a_{16}^n + a_{17}^n) + \frac{Z_m}{\Delta \xi (R_g + R_{fil}) + 2(Z_s + Z_m + Z_{SC})} \\ \quad \left[E_{\xi}^n(r) + V_g^n(p) + 2(a_{16}^n - a_{17}^n + 2a_{18}^n + 2a_{19}^n) \right] - a_{16}^n \\ b_{18}^n = a_{18}^n - \frac{Z_s}{\Delta \xi (R_g + R_{fil}) + 2(Z_s + Z_m + Z_{SC})} \\ \quad \left[E_{\xi}^n(r) + V_g^n(p) + 2(a_{16}^n - a_{17}^n + 2a_{18}^n + 2a_{19}^n) \right] \\ b_{19}^n = a_{19}^n - \frac{Z_{SC}}{\Delta \xi (R_g + R_{fil}) + 2(Z_s + Z_m + Z_{SC})} \\ \quad \left[E_{\xi}^n(r) + V_g^n(p) + 2(a_{16}^n - a_{17}^n + 2a_{18}^n + 2a_{19}^n) \right] \end{array} \right. \quad (III.32)$$

Le système d'équations (III.32) définit le schéma numérique TLM du fil arbitrairement orienté pouvant intégrer des composants quelconques par l'intermédiaire d'un pseudo-stub.

La valeur de l'impédance Z_{SC} est calculée à partir de l'expression de l'impulsion b_{19} (III.32) telle que :

$$Z_{SC} = \frac{\Delta \xi (R_{fil} + R_g) + 2(Z_s + Z_m)}{2} \quad (\text{III.33})$$

L'étape de « répartition » dans le cas de stub court-circuit a été définie précédemment. L'impulsion réfléchie à l'instant « t » est opposée à l'impulsion incidente à l'instant d'après : $b_{19}^{n+\frac{1}{2}} = -a_{19}^{n+\frac{1}{2}}$. Au cours de l'étape de « connexion » l'impulsion incidente a_{19} est calculée à partir de l'impulsion réfléchie b_{19} et des paramètres du composant.

La théorie des lignes de transmission nous permet de déduire la valeur de la tension $V_C(t)$ aux bornes du composant ainsi que celle du courant $I_C(t)$ le traversant en fonction des impulsions incidentes et réfléchies :

$$\begin{cases} V_C^{n+\frac{1}{2}} = a_{19}^{n+\frac{1}{2}} + b_{19}^{n+\frac{1}{2}} \\ I_C^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{Z_{SC}} (a_{19}^{n+\frac{1}{2}} - b_{19}^{n+\frac{1}{2}}) \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

L'expression de l'impulsion incidente « a_{19} » peut être déterminée en ajoutant au système (III.34) l'équation liant la tension et le courant en fonction du type de composant.

Modélisation de résistance

La résistance est le composant passif le plus simple à modéliser. Intégrée dans une antenne, elle a pour effet d'augmenter la bande passante. Elle permet de modéliser les pertes par effet Joule et donc de pouvoir évaluer par la simulation la dégradation du gain.

Aux bornes d'une résistance, la tension est liée au courant par la loi d'Ohm : $V_C^{n+\frac{1}{2}} = R \cdot I_C^{n+\frac{1}{2}}$. Une source de tension V_g est ajoutée à cette équation afin de modéliser un générateur de tension, de résistance interne R , intégré au fil.

Le nouveau système linéaire est composé de trois équations à trois inconnues (a_{19} , V_C et I_C) :

$$\begin{cases} V_C^{n+\frac{1}{2}} = a_{19}^{n+\frac{1}{2}} + b_{19}^{n+\frac{1}{2}} \\ I_C^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{Z_{SC}} (a_{19}^{n+\frac{1}{2}} - b_{19}^{n+\frac{1}{2}}) \\ V_C^{n+\frac{1}{2}} = R \cdot I_C^{n+\frac{1}{2}} + V_g^{n+\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Ce qui permet de lier l'impulsion incidente a_{19} à l'impulsion réfléchie b_{19} par la relation :

$$\boxed{a_{19}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{R-Z_{SC}}{R+Z_{SC}} \cdot b_{19}^{n+\frac{1}{2}} + \frac{Z_{SC}}{R+Z_{SC}} \cdot V_g^{n+\frac{1}{2}}} \quad (\text{III.36})$$

Modélisation de condensateur

Les condensateurs, utilisés dans les antennes, ont pour caractéristique principale d'augmenter la longueur électrique de l'élément rayonnant favorisant ainsi la miniaturisation des dispositifs. Pour les antennes VLF, c'est l'ajout de « top loading » qui permet cette miniaturisation.

Néanmoins, ces antennes sont constituées de nombreux isolateurs dont le comportement électrique est semblable à celui d'une capacité. Ainsi, dans les modélisations macroscopiques des structures antennaires avec prise en compte des isolateurs, ceux-ci seront remplacés par une capacité équivalente caractérisée lors de la modélisation microscopique du composant.

Au niveau d'un condensateur « C », le courant est lié à la tension par la relation : $I_C = C \cdot \frac{dV_C}{dt}$. Le nouveau système linéaire est défini par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_C^{n+\frac{1}{2}} = a_{19}^{n+\frac{1}{2}} + b_{19}^{n+\frac{1}{2}} \\ I_C^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{Z_{SC}} (a_{19}^{n+\frac{1}{2}} - b_{19}^{n+\frac{1}{2}}) \\ I_C^{n+\frac{1}{2}} = C \cdot \frac{V_C^{n+\frac{1}{2}} - V_C^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta T} \end{array} \right. \quad (\text{III.37})$$

L'impulsion incidente a_{19} à l'instant « $n+1$ » est définie à partir de l'impulsion réfléchie b_{19} à l'instant « n » mais aussi des impulsions incidente et réfléchie de l'instant précédent :

$$\boxed{a_{19}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{\Delta T - C \cdot Z_{SC}}{\Delta T + C \cdot Z_{SC}} \cdot b_{19}^{n+\frac{1}{2}} + \frac{C \cdot Z_{SC}}{\Delta T + C \cdot Z_{SC}} \cdot (a_{19}^{n-\frac{1}{2}} + b_{19}^{n-\frac{1}{2}})} \quad (\text{III.38})$$

Cela nécessite de sauvegarder les impulsions incidente et réfléchie respectivement aux instants « n » et « $n-1$ ».

Modélisation d'inductance

L'inductance, utilisée dans les antennes, a pour propriété de diminuer la longueur électrique de l'élément rayonnant. Elles sont utilisées dans les antennes VLF, appelées plus communément « bobines d'accord », afin de compenser la partie imaginaire capacitive de l'impédance d'entrée.

Dans le domaine des télécommunications, une bobine d'accord, employée avec un condensateur pour constituer un circuit antirésonant, permet de réaliser un accord sur une fréquence donnée.

Au niveau d'une inductance « L », la tension est liée au courant par la relation : $V_C = L \cdot \frac{dI_C}{dt}$

Le nouveau système linéaire devient :

$$\begin{cases} V_C^{n+\frac{1}{2}} = a_{19}^{n+\frac{1}{2}} + b_{19}^{n+\frac{1}{2}} \\ I_C^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{Z_{SC}} (a_{19}^{n+\frac{1}{2}} - b_{19}^{n+\frac{1}{2}}) \\ V_C^{n+\frac{1}{2}} = L \cdot \frac{I_C^{n+\frac{1}{2}} - I_C^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta T} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

L'impulsion incidente a_{19} est également définie à partir de l'impulsion réfléchie b_{19} mais aussi des impulsions incidente et réfléchie de l'instant précédent par la relation :

$$a_{19}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{L - \Delta T \cdot Z_{SC}}{L + \Delta T \cdot Z_{SC}} \cdot b_{19}^{n+\frac{1}{2}} + \frac{L}{L + \Delta T \cdot Z_{SC}} \cdot (a_{19}^{n-\frac{1}{2}} - b_{19}^{n-\frac{1}{2}}) \quad (\text{III.40})$$

Cette expression demande également la mémorisation de deux impulsions de l'état précédent.

Modélisation d'un composant RLC série

Dans cette seconde méthode, un composant est considéré comme un élément sans dimension affecté à un segment de fil. Deux composants juxtaposés se verront donc espacés de la dimension d'un segment de fil : longueur minimale à respecter (condition de stabilité du modèle « Fil Mince »). De cette façon, il est difficile de réaliser à partir des composants déjà existants, un circuit (E_g , R , L , C) quelconque localisé.

D'un point de vue pratique et afin de faciliter la programmation, on peut généraliser ce qui précède à l'aide d'un composant (E_g , R , L , C) série.

La tension et le courant des différents éléments sont liés par la relation :

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = L \frac{d^2 I_c(t)}{dt^2} + \frac{dV_g(t)}{dt} + R \frac{dI_c(t)}{dt} + \frac{1}{C} I_c(t) \quad (\text{III.41})$$

Ce système d'équations permet de lier l'impulsion incidente a_{19} à l'instant « n » à l'impulsion réfléchie b_{19} à l'instant « n » et aux impulsions incidente et réfléchie aux instants « $n-1$ » et « $n-2$ » par la relation :

$$\begin{aligned} a_{19}^{n+\frac{1}{2}} = & \frac{C.(L+\Delta T.(R-Z_{SC}))+\Delta T^2}{C.(L+\Delta T.(R+Z_{SC}))+\Delta T^2} \cdot b_{19}^{n+\frac{1}{2}} \\ & + \frac{C.(2.L+\Delta T.(R+Z_{SC}))}{C.(L+\Delta T.(R+Z_{SC}))+\Delta T^2} \cdot a_{19}^{n-\frac{1}{2}} \\ & - \frac{C.(2.L+\Delta T.(R-Z_{SC}))}{C.(L+\Delta T.(R+Z_{SC}))+\Delta T^2} \cdot b_{19}^{n-\frac{1}{2}} \\ & - \frac{C.L}{C.(L+\Delta T.(R+Z_{SC}))+\Delta T^2} \cdot (a_{19}^{n-\frac{3}{2}} - b_{19}^{n-\frac{3}{2}}) \\ & + \frac{Z_{SC} \cdot C \cdot \Delta T}{C.(L+\Delta T.(R+Z_{SC}))+\Delta T^2} \cdot (V_g^n - V_g^{n-1}) \end{aligned} \quad (\text{III.42})$$

II.C.1) Méthode « Série »

Une nouvelle approche a été envisagée. Cette approche, ne nécessitant pas l'ajout d'un pseudo-stub au modèle filaire, agit directement sur les impulsions existantes. En effet, les tensions et les courants sur les « bords » des segments peuvent être calculés à partir des impulsions incidentes (a_{16} et a_{17}) et des impulsions réfléchies (b_{16} et b_{17}). Sont alors déduits la tension et le courant traversant le composant. Cette approche, plus directe, agit sur les impulsions déjà existantes.

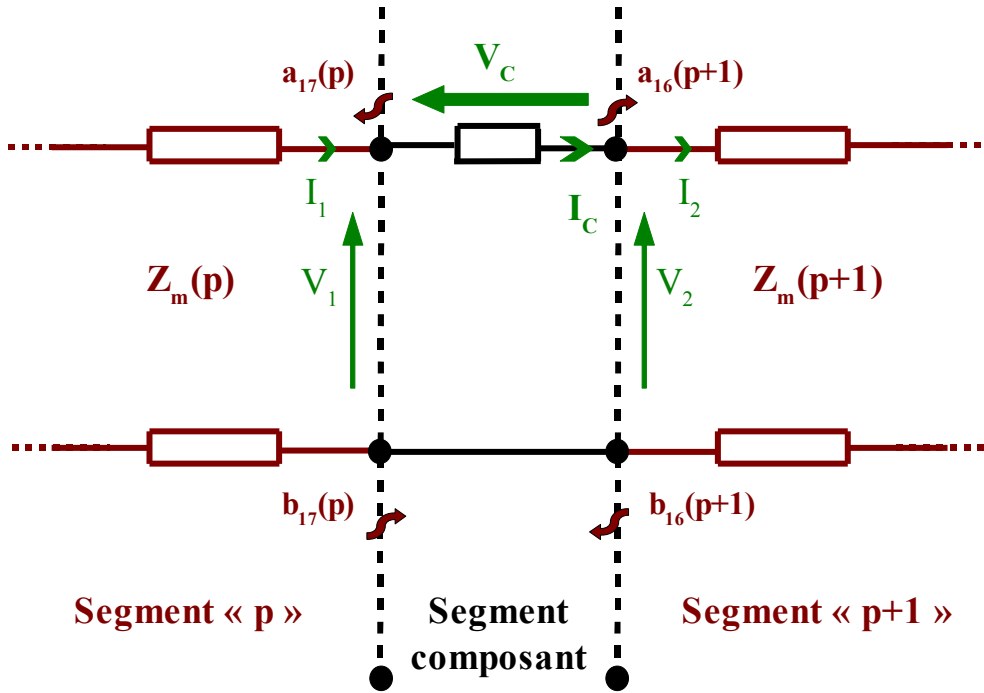


Figure III.5 Schéma de principe de la méthode de connexion des composants

La théorie des lignes de transmission appliquée aux segment « p » et « $p+1$ » permet de déduire la valeur des tensions $V_1(t)$ et $V_2(t)$ ainsi que celles des courants $I_1(t)$ et $I_2(t)$ en fonction des impulsions incidentes et réfléchies :

$$\begin{cases} V_1^{n+\frac{1}{2}} = a_{17}^{n+\frac{1}{2}} + b_{17}^{n+\frac{1}{2}} \\ I_1^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{Z_m(p)} (b_{17}^{n+\frac{1}{2}} - a_{17}^{n+\frac{1}{2}}) \end{cases} \quad \& \quad \begin{cases} V_2^{n+\frac{1}{2}} = a_{16}^{n+\frac{1}{2}} + b_{16}^{n+\frac{1}{2}} \\ I_2^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{Z_m(p+1)} (a_{16}^{n+\frac{1}{2}} - b_{16}^{n+\frac{1}{2}}) \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

De ces tensions et courants peuvent être déduits les valeurs de la tensions $V_c(t)$ aux bornes du composant et le courant $I_c(t)$ le traversant :

$$\begin{cases} V_c^{n+\frac{1}{2}} = (a_{17}^{n+\frac{1}{2}} + b_{17}^{n+\frac{1}{2}}) - (a_{16}^{n+\frac{1}{2}} + b_{16}^{n+\frac{1}{2}}) \\ I_c^{n+\frac{1}{2}} = I_1 = \frac{1}{Z_m(p)} (b_{17}^{n+\frac{1}{2}} - a_{17}^{n+\frac{1}{2}}) \\ \quad = I_2 = \frac{1}{Z_m(p+1)} (a_{16}^{n+\frac{1}{2}} - b_{16}^{n+\frac{1}{2}}) \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

De la même manière que dans la méthode parallèle, l'équation du composant $V_C = f(I_C)$ est ajouté à ce système. Le système linéaire peut alors être simplifié avec deux équations à deux inconnues (a_{16} et a_{17}).

Modélisation de résistance

Nous avons déjà vu que la relation liant la tension au courant au niveau d'une résistance à laquelle est ajoutée une source de tension est définie par : $V_C^{n+\frac{1}{2}} = R \cdot I_C^{n+\frac{1}{2}} + V_g^{n+\frac{1}{2}}$.

En ajoutant cette équation au système d'équations (III.44), le nouveau système linéaire est composé de quatre équations à quatre inconnues (a_{16}, a_{17}, V_C et I_C) :

$$\begin{cases} V_C^{n+\frac{1}{2}} = (a_{17}^{n+\frac{1}{2}} + b_{17}^{n+\frac{1}{2}}) - (a_{16}^{n+\frac{1}{2}} + b_{16}^{n+\frac{1}{2}}) \\ I_C^{n+\frac{1}{2}} = I_1 = \frac{1}{Z_m(p)} (b_{17}^{n+\frac{1}{2}} - a_{17}^{n+\frac{1}{2}}) \\ \quad = I_2 = \frac{1}{Z_m(p+1)} (a_{16}^{n+\frac{1}{2}} - b_{16}^{n+\frac{1}{2}}) \\ V_C^{n+\frac{1}{2}} = R \cdot I_C^{n+\frac{1}{2}} + V_g^{n+\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

Ce qui permet de lier les impulsions incidentes a_{16} et a_{17} aux impulsions réfléchies b_{16} et b_{17} par la relation :

$$\begin{cases} a_{17}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{R - Z_m(p) + Z_m(p+1)}{R + Z_m(p) + Z_m(p+1)} \cdot b_{17}^{n+\frac{1}{2}} + \frac{Z_m(p)}{R + Z_m(p) + Z_m(p+1)} \cdot (2 \cdot b_{16}^{n+\frac{1}{2}} + V_g^{n+\frac{1}{2}}) \\ a_{16}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{R + Z_m(p) - Z_m(p+1)}{R + Z_m(p) + Z_m(p+1)} \cdot b_{16}^{n+\frac{1}{2}} + \frac{Z_m(p+1)}{R + Z_m(p) + Z_m(p+1)} \cdot (2 \cdot b_{17}^{n+\frac{1}{2}} - V_g^{n+\frac{1}{2}}) \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

Modélisation de condensateur

A partir du système d'équations (III.44) et de la relation liant le courant à la tension au niveau

d'un condensateur $I_C^{n+\frac{1}{2}} = C \cdot \frac{V_C^{n+\frac{1}{2}} - V_C^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta T}$, la nouvelle relation liant les impulsions incidentes a_{16} et a_{17} aux impulsions réfléchies b_{16} et b_{17} est définie par :

$$\left\{ \begin{aligned} a_{17}^{n+\frac{1}{2}} &= \frac{\Delta T - C(Z_m(p) - Z_m(p+1))}{\Delta T + C(Z_m(p) + Z_m(p+1))} \cdot b_{17}^{n+\frac{1}{2}} \\ &\quad + \frac{C \cdot Z_m(p)}{\Delta T + C(Z_m(p) + Z_m(p+1))} \cdot (2 \cdot b_{16}^{n+\frac{1}{2}} + V_c^{n-\frac{1}{2}}) \\ a_{16}^{n+\frac{1}{2}} &= \frac{\Delta T + C(Z_m(p) - Z_m(p+1))}{\Delta T + C(Z_m(p) + Z_m(p+1))} \cdot b_{16}^{n+\frac{1}{2}} \\ &\quad + \frac{C \cdot Z_m(p+1)}{\Delta T + C(Z_m(p) + Z_m(p+1))} \cdot (2 \cdot b_{17}^{n+\frac{1}{2}} - V_c^{n-\frac{1}{2}}) \end{aligned} \right. \quad (III.47)$$

Ces expressions demandent la mémorisation de l'état précédent de la tension V_c .

Modélisation d'inductance

A partir du système d'équations (III.44) et de la relation liant le courant à la tension au niveau d'une inductance $V_c^{n+\frac{1}{2}} = L \cdot \frac{I_c^{n+\frac{1}{2}} - I_c^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta T}$, la nouvelle relation liant les impulsions incidentes a_{16} et a_{17} aux impulsions réfléchies b_{16} et b_{17} est définie par :

$$\left\{ \begin{aligned} a_{17}^{n+\frac{1}{2}} &= \frac{L - \Delta T \cdot (Z_m(p) - Z_m(p+1))}{L + \Delta T \cdot (Z_m(p) + Z_m(p+1))} \cdot b_{17}^{n+\frac{1}{2}} \\ &\quad + \frac{Z_m(p)}{L + \Delta T \cdot (Z_m(p) + Z_m(p+1))} \cdot (2 \cdot \Delta T \cdot b_{16}^{n+\frac{1}{2}} - L \cdot I_c^{n-\frac{1}{2}}) \\ a_{16}^{n+\frac{1}{2}} &= \frac{L + \Delta T \cdot (Z_m(p) - Z_m(p+1))}{L + \Delta T \cdot (Z_m(p) + Z_m(p+1))} \cdot b_{16}^{n+\frac{1}{2}} \\ &\quad + \frac{Z_m(p+1)}{L + \Delta T \cdot (Z_m(p) + Z_m(p+1))} \cdot (2 \cdot \Delta T \cdot b_{17}^{n+\frac{1}{2}} + L \cdot I_c^{n-\frac{1}{2}}) \end{aligned} \right. \quad (III.48)$$

Ces expressions demandent également la mémorisation de l'état précédent du courant I_c .

Modélisation d'un composant RLC série

La relation liant la tension au courant au niveau d'un composant RLC série est définie par :

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = L \frac{d^2 I_c(t)}{dt^2} + \frac{dV_g(t)}{dt} + R \frac{dI_c(t)}{dt} + \frac{1}{C} I_c(t)$$

Ce système d'équations permet de lier les impulsions incidentes a_{16} et a_{17} de l'instant suivant aux impulsions réfléchies b_{16} et b_{17} ainsi qu'au courant I_C :

$$\begin{aligned}
 a_{17}^{n+\frac{1}{2}} &= \frac{C \cdot (L + \Delta T \cdot (R - [Z_m(p+1) - Z_m(p)])) + \Delta T^2}{C \cdot (L + \Delta T \cdot (R - [Z_m(p+1) + Z_m(p)])) + \Delta T^2} \cdot b_{17}^{n+\frac{1}{2}} \\
 &\quad - \frac{C \cdot \Delta T \cdot Z_m(p)}{C \cdot (L + \Delta T \cdot (R - [Z_m(p+1) + Z_m(p)])) + \Delta T^2} \cdot (2 \cdot b_{16}^{n+\frac{1}{2}} + [V_g^n - V_g^{n-1}]) \\
 &\quad + \frac{C \cdot Z_m(p) \cdot (R \cdot \Delta T + 2 \cdot L)}{C \cdot (L + \Delta T \cdot (R - [Z_m(p+1) + Z_m(p)])) + \Delta T^2} \cdot I_C^{n-1} \\
 &\quad - \frac{C \cdot L \cdot Z_m(p)}{C \cdot (L + \Delta T \cdot (R - [Z_m(p+1) + Z_m(p)])) + \Delta T^2} \cdot I_C^{n-2} \\
 a_{16}^{n+\frac{1}{2}} &= \frac{C \cdot (L + \Delta T \cdot (R + [Z_m(p+1) - Z_m(p)])) + \Delta T^2}{C \cdot (L + \Delta T \cdot (R - [Z_m(p+1) + Z_m(p)])) + \Delta T^2} \cdot b_{16}^{n+\frac{1}{2}} \\
 &\quad - \frac{C \cdot \Delta T \cdot Z_m(p+1)}{C \cdot (L + \Delta T \cdot (R - [Z_m(p+1) + Z_m(p)])) + \Delta T^2} \cdot (2 \cdot b_{17}^{n+\frac{1}{2}} - [V_g^n - V_g^{n-1}]) \\
 &\quad + \frac{C \cdot Z_m(p+1) \cdot (R \cdot \Delta T + 2 \cdot L)}{C \cdot (L + \Delta T \cdot (R - [Z_m(p+1) + Z_m(p)])) + \Delta T^2} \cdot I_C^{n-1} \\
 &\quad - \frac{C \cdot L \cdot Z_m(p+1)}{C \cdot (L + \Delta T \cdot (R - [Z_m(p+1) + Z_m(p)])) + \Delta T^2} \cdot I_C^{n-2}
 \end{aligned} \tag{III.49}$$

II.D) Conclusion

Nous avons vu dans cette partie trois méthodes pour inclure des composants dans le modèle de fils minces arbitrairement orientés. Ces trois méthodes interviennent à différents niveaux du développement de ce modèle :

- la méthode de la « Source de tension » intervient au début du développement en modifiant les équations initiales qui décrivent le modèle ;
- la méthode « Parallèle » nécessite l'ajout d'un stub au schéma numérique. L'ensemble du schéma numérique est modifié par l'ajout de deux nouvelles impulsions : incidente « a_{19} » et réfléchie « b_{19} » ;
- enfin la méthode « Série » agit sur les impulsions déjà existantes aux interfaces des segments sans modifier le nœud « Fil Mince ».

CHAPITRE III - FILS MINCES ARBITRAIREMENT ORIENTÉS AVEC COMPOSANTS LOCALISÉS

Nous allons maintenant tester la validité de ces trois méthodes et comparer leurs performances sur des cas simples dont on connaît les résultats théoriques.

III) VALIDATION DES COMPOSANTS COUPLÉS AU MODÈLE DE « FIL MINCE »

La validation du comportement des composants est réalisée par comparaison à des résultats théoriques dans un premier temps sur une structure guidée puis dans un second temps sur une structure rayonnante.

La structure guidée, constituée par une ligne bifilaire, permet de valider les méthodes dans le domaine circuit et tient compte du couplage entre fils. La structure rayonnante, correspondant à un dipôle chargé, est quant à elle plus proche du domaine d'application envisagé : la modélisation de structures antennaires.

III.A) Cas d'une structure guidée

Afin de se placer dans des conditions proches de la réalité du monde VLF/LF, nous faisons d'abord un bref récapitulatif des ordres de grandeurs des composants et des structures antennaires :

- le diamètre des câbles rayonnants est de l'ordre du centimètre ;
- les valeurs d'inductance des bobines d'accord sont de l'ordre de centaines de micro-Henrys ;
- les valeurs de capacités mises en jeu par les isolateurs sont de l'ordre de dizaines de pico-Farads ;
- les longueurs d'ondes pour la bande VLF/LF varient de 1 à 100 kilomètres.

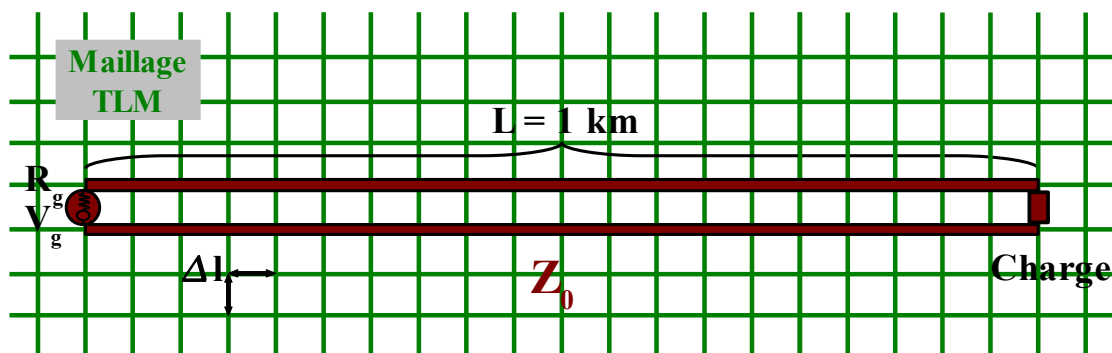


Figure III.6 : Structure guidée : Ligne bifilaire

Les caractéristiques de la ligne bifilaire sont définies dans le **Tableau III.1** :

• Résistance interne du générateur :	Z_0
• Distance inter-fil :	$D = 50 \text{ m}$
• Section des fils (diamètre) :	$d = 5 \text{ cm}$
• Longueur de ligne :	$L = 1 \text{ km}$
• Permittivité relative :	$\epsilon_r = 1$
• Impédance caractéristique de ligne :	$Z_0 = 828 \Omega$

Tableau III.1 : Paramètres de la ligne bifilaire

L'impédance caractéristique « Z_0 » de la ligne bifilaire est fonction de la distance inter-fil « D », de la section « d » des fils ainsi que de la permittivité relative « ϵ_r » du milieu :

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \log\left(\frac{D}{d}\right) \quad (\text{III.50})$$

L'impédance ramenée au niveau du générateur sera comparée à la théorie. Pour une ligne sans perte, elle est définie par la relation :

$$Z_{ramenée} = Z_0 \cdot \frac{Z_{Charge} + j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot L)}{Z_0 + j \cdot Z_{Charge} \cdot \tan(\beta \cdot L)} \quad (\text{III.51})$$

avec : L : la longueur de ligne

Les paramètres des simulations TLM sont exposés dans le **Tableau III.2**.

• Volume de calcul TLM :	44 x 49 x 64 nœuds
• Dimension des cellules TLM :	$\Delta l = \Delta l_{\min} = \Delta l_{\max} = 50 \text{ m}$
• Nombre de segments « Fil Mince » :	40
• Dimension des segments $\Delta \xi$:	$\Delta \xi = 50 \text{ m}$
• Nombre de cellules dans les PML :	17
• Excitation :	[0,3kHz ; 300 kHz]
• Nombre de processeurs :	16
• Nombre d'itérations :	2000
• Temps de calcul par processeur :	environ 4 min. / proc.
• Mémoire max. utilisée par processeur :	2,7 Gb / proc.

Tableau III.2 : Paramètres des simulations TLM

Avant de tester les composants, nous vérifions le bon fonctionnement de la ligne bifilaire. Pour cela, nous traçons les spectres d'impédance d'entrée au niveau du générateur pour la ligne en court-circuit et en circuit ouvert.

III.A.1) Ligne Bifilaire chargée par un court-circuit

La ligne bifilaire a une longueur de 1 km équivalent à la longueur d'onde d'un signal de 300 kHz.

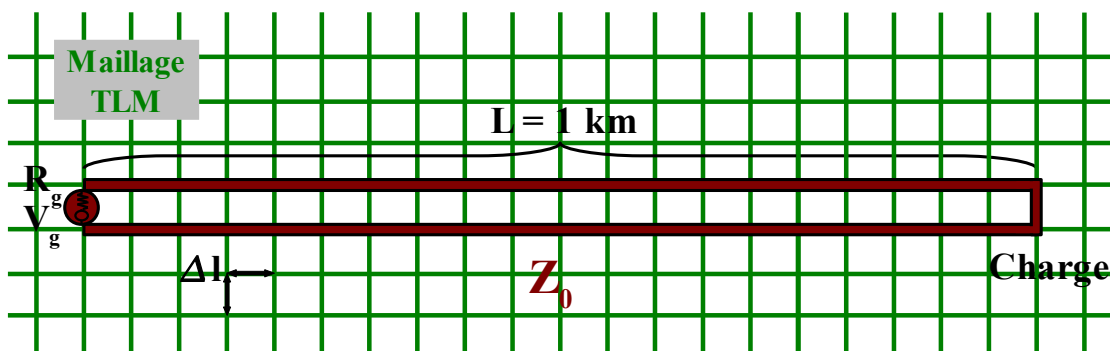


Figure III.7 : Ligne bifilaire chargée par un court-circuit

La ligne se terminant par un court-circuit, nous devons retrouver au niveau du générateur des court-circuits aux fréquences $f = 0$ Hz, $f = 150$ kHz et $f = 300$ kHz et des circuits ouverts aux fréquences $f = 75$ kHz et $f = 235$ kHz. C'est bien le cas en simulation (**Figure III.8**).

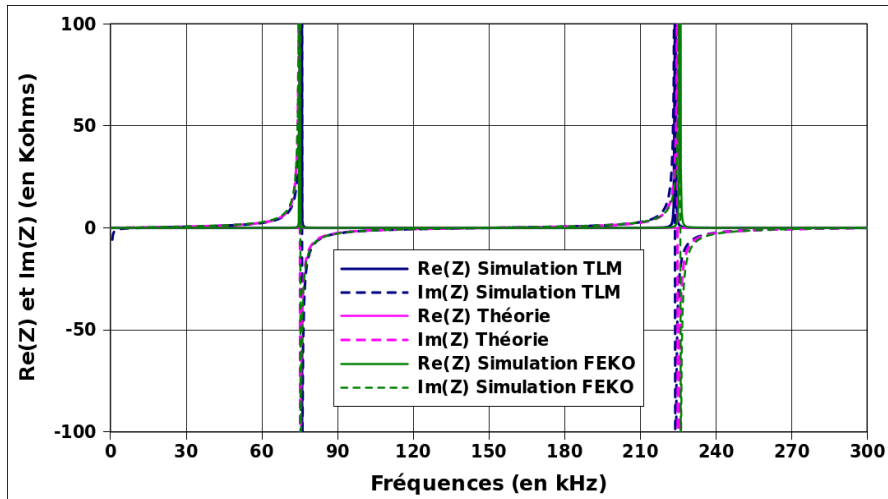


Figure III.8 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance ramenée au niveau du générateur

Les valeurs d'impédance pour les fréquences $f = 150$ kHz et $f = 300$ kHz sont en adéquation avec la théorie. Cependant, on remarque qu'en basse fréquence la partie imaginaire tend vers $-\infty$ pour la simulation TLM (**Figure III.9.a**) ce qui n'est pas le cas pour le logiciel FEKO. Ces erreurs, qui apparaissent à très basse fréquence, peuvent être expliquées par les réflexions parasites des parois absorbantes qui ne le sont plus lorsque la fréquence tend vers zéro.

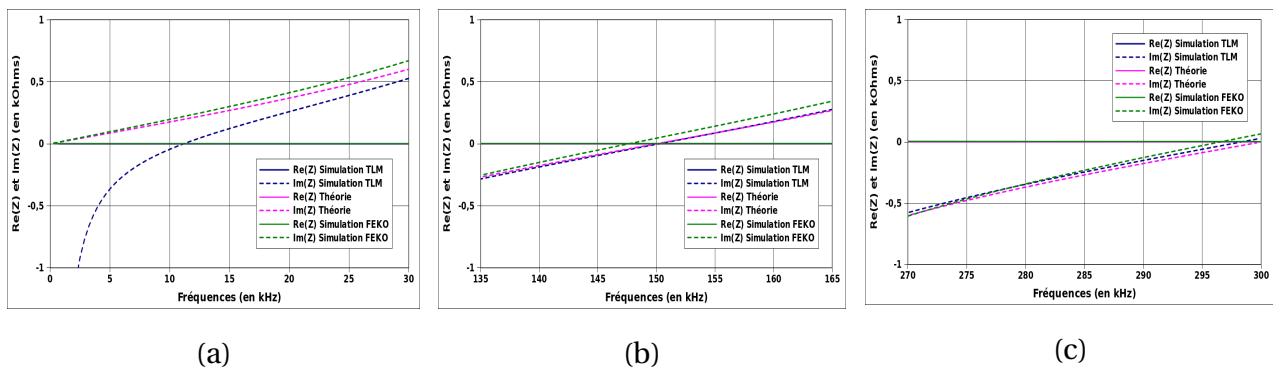


Figure III.9 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance ramenée au niveau du générateur : au voisinage des fréquences $f = 0$ Hz, $f = 150$ kHz et $f = 300$ kHz

Concernant les fréquences ramenant des circuits ouverts, on remarque des différences d'amplitude entre les simulations (TLM et FEKO) et l'approche théorique (**Figure III.10**). Théorie et simulation ne s'accordent pas tout à fait sur les fortes valeurs d'impédance. Il est en effet difficile, pour une méthode numérique, de caractériser ces points singuliers qui présentent des valeurs infiniment grandes.

On remarque également que la partie réelle n'est pas constante (et égale à 0 ohm) en simulation et présente des maximums au niveau des points singuliers. Il y a un « shiftage » des fortes valeurs de la partie imaginaire sur la partie réelle. Pour des fortes valeurs d'impédances, il est difficile de caractériser correctement le déphasage entre la tension et le courant trop faible. Il en résulte « un mélange » des parties réelle et imaginaire.

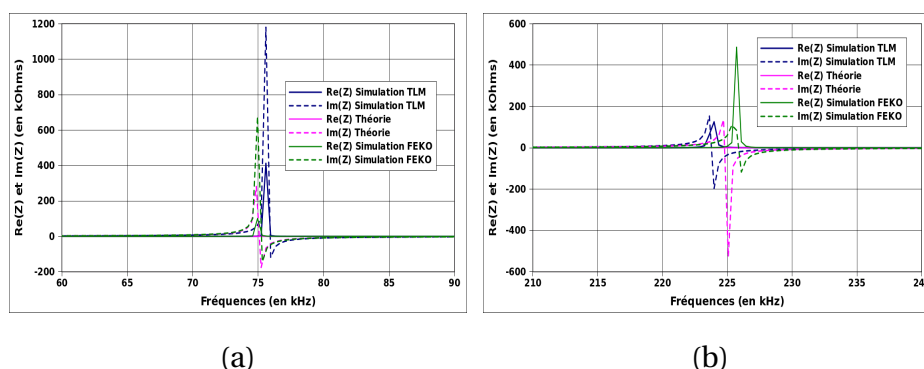


Figure III.10 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée au niveau du générateur : au voisinage des fréquences $f = 75$ kHz et $f = 225$ kHz

L'écart maximum entre théorie et simulation TLM est de 1,1% pour les fréquences qui présentent les court-circuits et les circuits ouverts (**Tableau III.3**).

		Impédance Court-circuit		Impédance Circuit ouvert	
Théorie	$F_{Th.}$ [kHz]	150	300	75	225
Simulation TLM	F_{TLM} [kHz]	150,3	298,3	75,8	223,8
	δf_{TLM}	+0,2%	-0,6%	+1,1%	-0,5%
Simulation FEKO	F_{FEKO} [kHz]	147,6	296,5	75,1	225,9
	δf_{FEKO}	-1,6%	-1,2%	+0,1%	+0,4%

Tableau III.3 : Fréquences correspondantes à une impédance C.C. & C.O. (ligne bifilaire chargée par un court-circuit)

Les erreurs au niveau des fréquences sont également faibles pour le logiciel FEKO : inférieure à 1,6%.

III.A.2) Ligne Bifilaire chargée par un circuit-ouvert

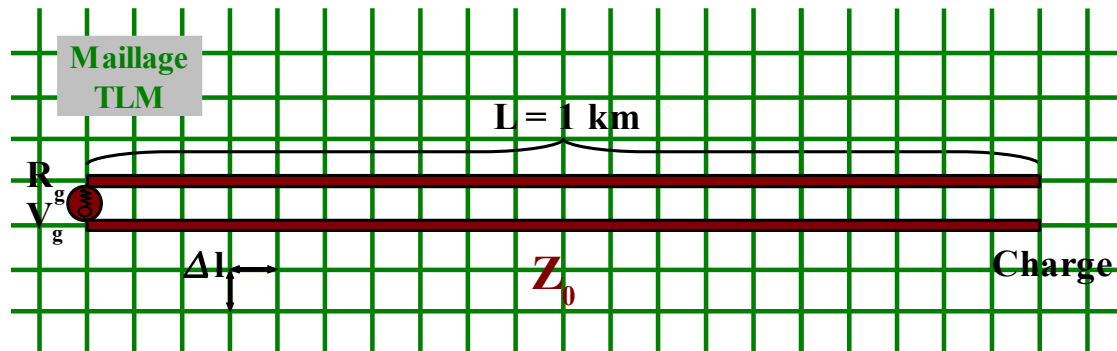


Figure III.11 : Ligne bifilaire chargée par un circuit-ouvert

Nous considérons maintenant une ligne bifilaire chargé par un circuit-ouvert.

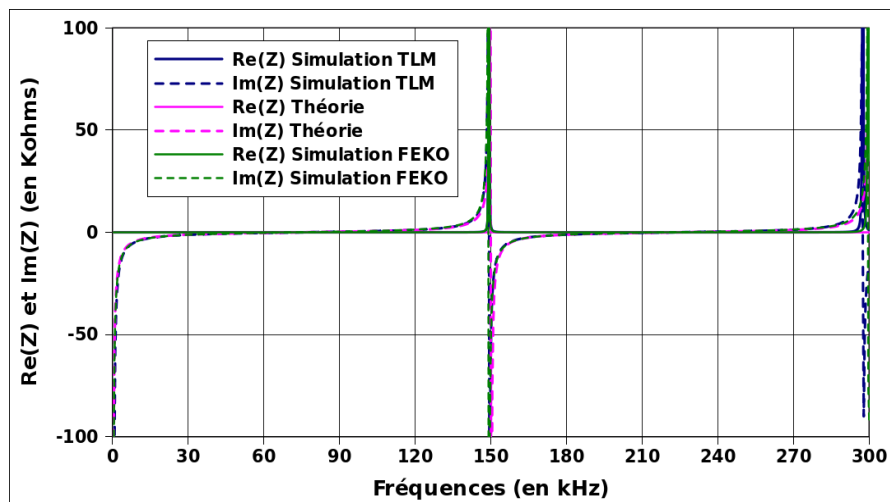


Figure III.12 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée au niveau du générateur

Dans ce cas, l'impédance ramenée au niveau du générateur sera un court-circuit aux fréquences $f = 75$ kHz et $f = 235$ kHz (Figure III.13) et un circuit-ouvert aux fréquences $f = 0$ kHz, $f = 150$ kHz et $f = 300$ kHz (Figure III.14). C'est bien le cas en simulation.

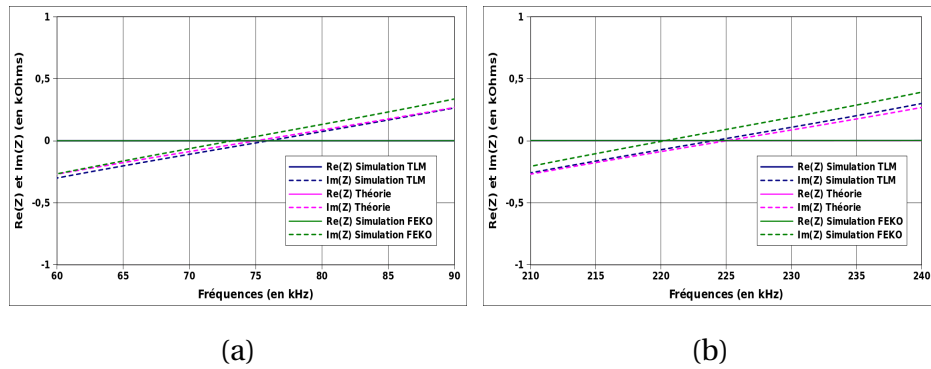


Figure III.13 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance ramenée au niveau du générateur : au voisinage des fréquences $f = 75$ kHz (a) et $f = 225$ kHz (b)

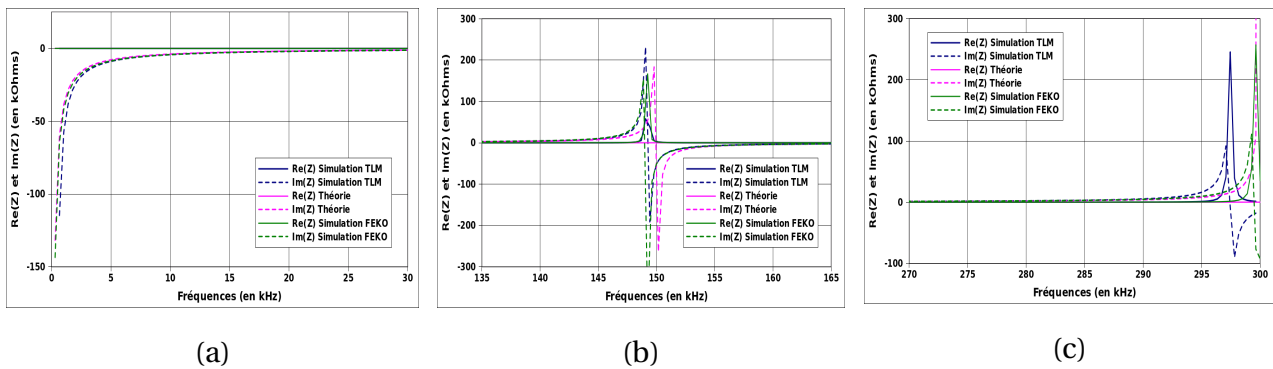


Figure III.14 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance ramenée au niveau du générateur : au voisinage des fréquences $f = 0$ Hz (a), $f = 150$ kHz (b) et $f = 300$ kHz (c)

Les erreurs au niveau des fréquences sont faibles : inférieures à 1,1% pour la TLM et à 2,3% pour le logiciel FEKO (Tableau III.4).

		Impédance Court-circuit		Impédance Circuit ouvert	
Théorie	F_{Th} [kHz]	75	225	150	300
Simulation TLM	F_{TLM} [kHz]	75,8	224,2	149,2	296,9
	δf_{TLM}	1,1%	-0,4%	-0,5%	-1,0%
Simulation FEKO	F_{FEKO} [kHz]	73,3	220,4	149,1	299,5
	δf_{FEKO}	-2,3%	-2,0%	-0,6%	-0,3%

Tableau III.4 : Fréquences correspondantes à une impédance C.C. & C.O. (ligne bifilaire chargée par un circuit-ouvert)

Les simulations TLM et FEKO sont en accord avec la théorie. On note un léger avantage de la méthode TLM. Cependant, les résultats TLM se dégradent à très basse fréquence.

Dans la suite de l'étude, nous comparons les résultats théoriques aux résultats TLM pour les trois méthodes d'intégration.

III.A.3) Ligne Bifilaire chargée par une résistance

Le premier composant testé est une résistance de 300 Ohms.

Analyse temporelle

L'analyse temporelle est réalisée à partir de l'observation d'un signal sinusoïdal de fréquence 150 kHz fourni par le générateur adapté. Les tension et courant sont alors observés au niveau de la charge.

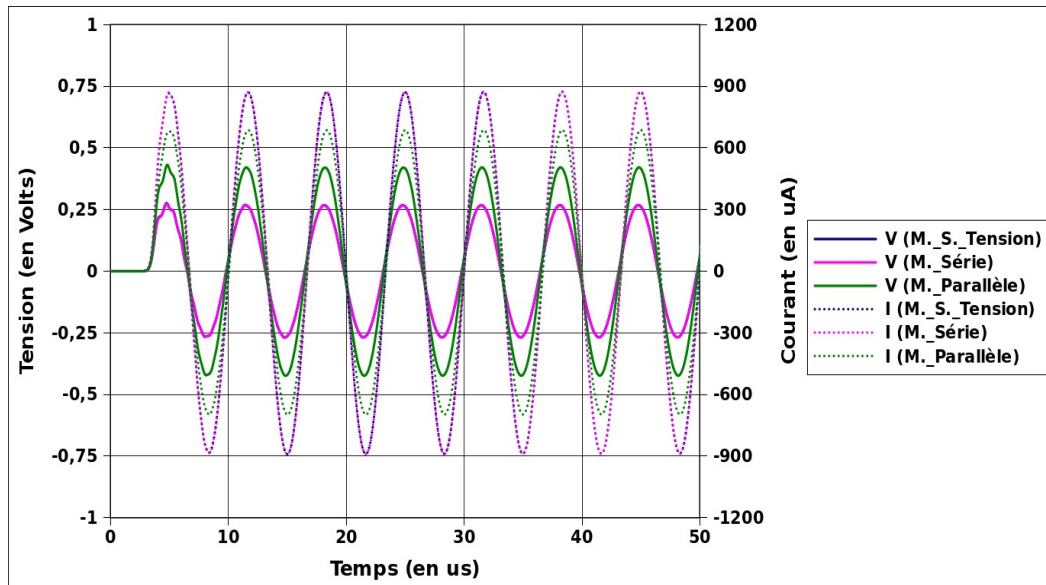


Figure III.15 Tension et courant au niveau de la charge (résistance de 300 ohms)

La Figure III.15 montre l'évolution temporelle de la tension et du courant en bout de la ligne bifilaire, au niveau de la charge de 300 ohms. Les rapports des amplitudes des tension et courant ne nous permettent pas de retrouver la valeur exacte de la résistance. En effet, ces tension et courant se trouvent au niveau du segment et non aux bornes du composant. On constate néanmoins qu'il n'y a aucun déphasage entre la tension et le courant.

La méthode « Parallèle » ne fournit pas les mêmes résultats que les méthodes « Série » et de la « Source de Tension ».

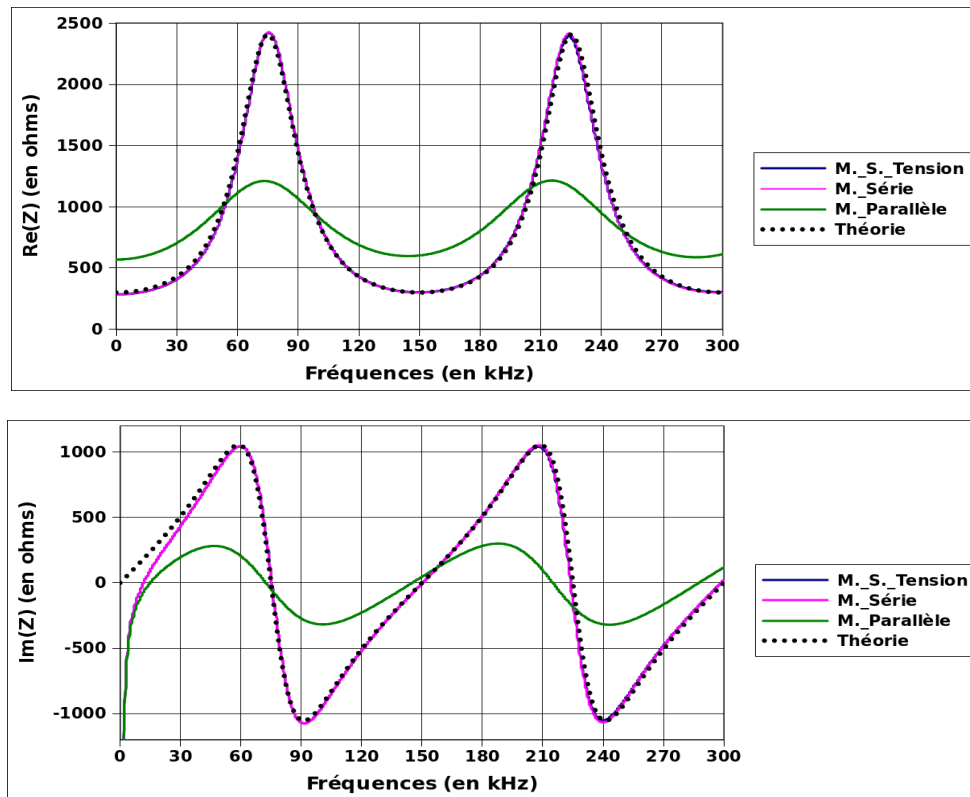
Analyse fréquentielle

Figure III.16 Impédance ramenée au niveau du générateur (Résistance 300 ohms)

La **Figure III.16** représente l'évolution fréquentielle des parties réelle et imaginaire de l'impédance observée au niveau du générateur. On observe une très bonne concordance des méthodes « Série » et de la « Source de Tension » par rapport à la théorie sur l'ensemble de la bande LF [30 – 300 kHz]. La méthode « Parallèle » présente des différences d'amplitude conséquentes et dans une moindre mesure un décalage fréquentiel.

III.A.4) Ligne Bifilaire chargée par un condensateur

La charge de 300 ohms a été remplacée par un condensateur de 50 pF.

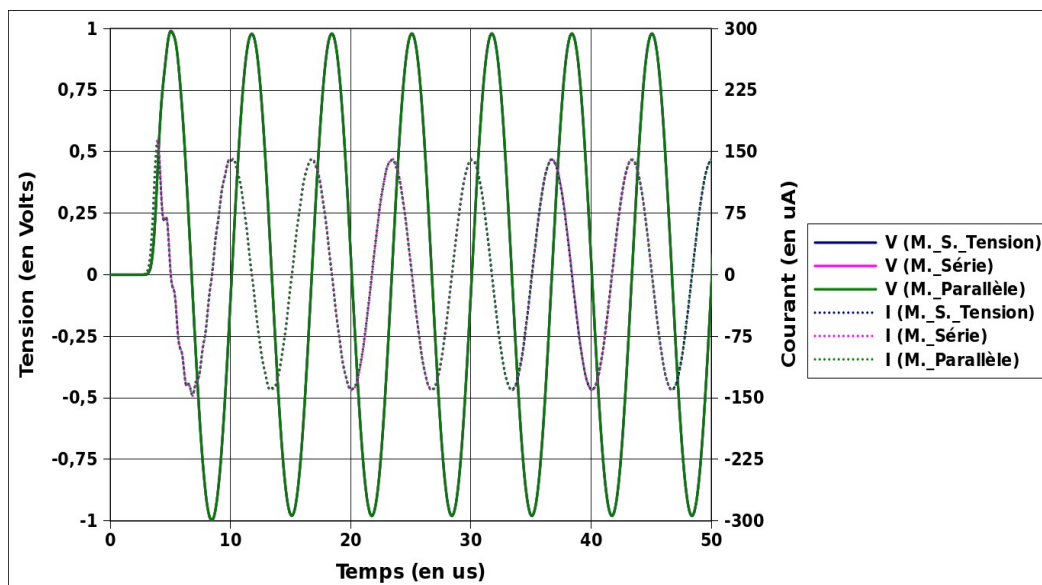
Analyse temporelle

Figure III.17 Tension et courant au niveau de la charge (capacité de 50 pF)

On peut observer sur la **Figure III.17** une avance de phase de $\pi/2$ de l'intensité par rapport à la tension en accord avec la théorie.

Les trois méthodes présentent les mêmes résultats.

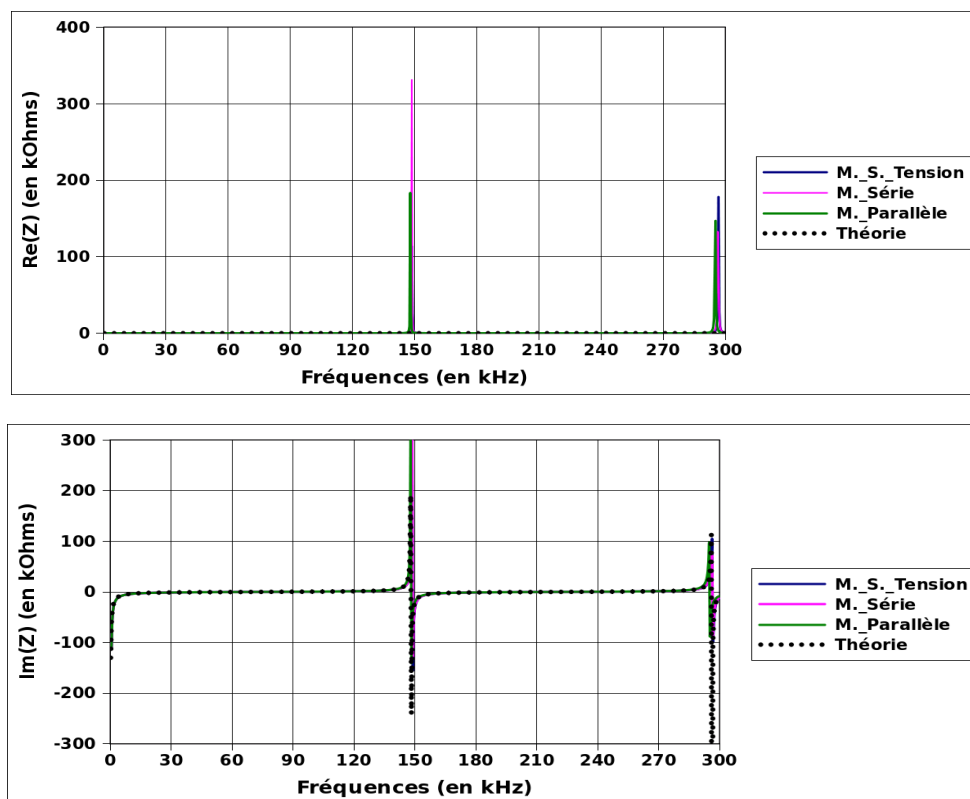
Analyse fréquentielle

Figure III.18 Impédance ramenée au niveau du générateur (Capacité de 50 pF)

D'après la **Figure III.18** les mêmes remarques peuvent être faites quant aux valeurs d'amplitude au niveau des points singuliers. Sur le reste de la bande les simulations TLM, quelque soit la méthode d'intégration considérée, sont conformes à la théorie.

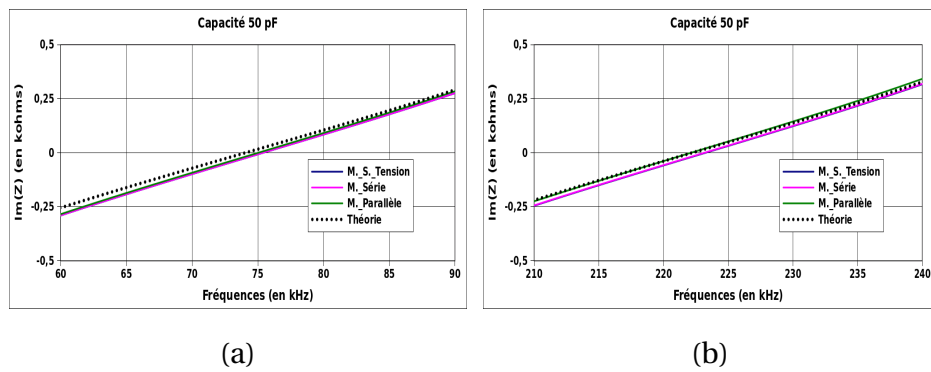


Figure III.19 : Partie imaginaire de l'impédance ramenée au niveau du générateur : au voisinage des fréquences $f = 75$ kHz (a) et $f = 225$ kHz (b)

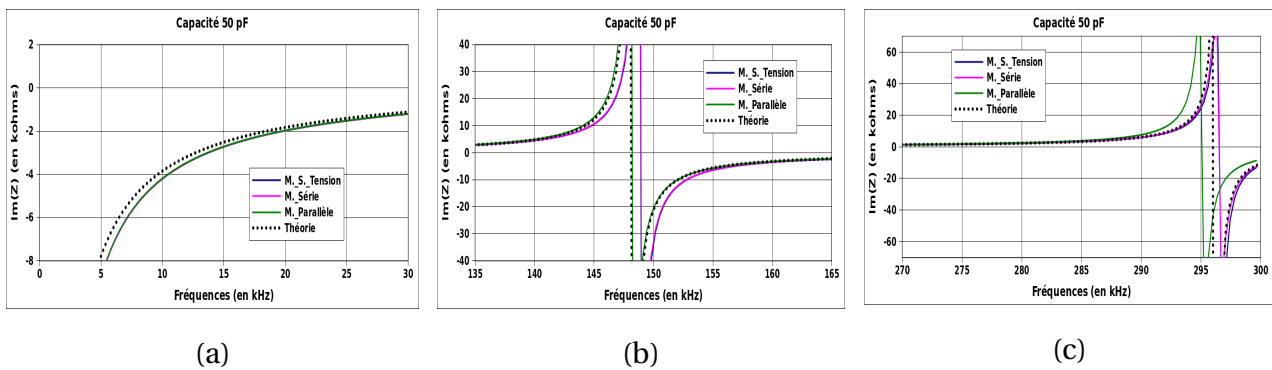


Figure III.20 : Partie imaginaire de l'impédance ramenée au niveau du générateur : au voisinage des fréquences $f = 0$ Hz (a), $f = 150$ kHz (b) et $f = 300$ kHz (c)

Pour les trois méthodes, théorie et simulation s'accordent sur les valeurs des fréquences présentant des court-circuits et des circuits ouverts. L'écart entre théorie et simulation ne dépasse pas 2% (Tableau III.5).

		Court-circuit		Circuit ouvert	
Théorie	$F_{Th.}$ [kHz]	74	222	148	296
Méthodes « Source de tension » et « Série »	F_{TLM} [kHz]	75,4	223,4	148,8	296,5
	δf_{TLM}	1,9%	0,6%	0,5%	0,2%
Méthode « Parallèle »	F_{TLM} [kHz]	75	222	148	295
	δf_{TLM}	1,3%	0,0%	0,00%	-0,3%

Tableau III.5 : Fréquences C.C. & C.O. (ligne bifilaire chargée par une capacité de 50 pF)

III.A.5) Ligne Bifilaire chargée par une inductance

On considère maintenant une charge purement inductive de 500 μH .

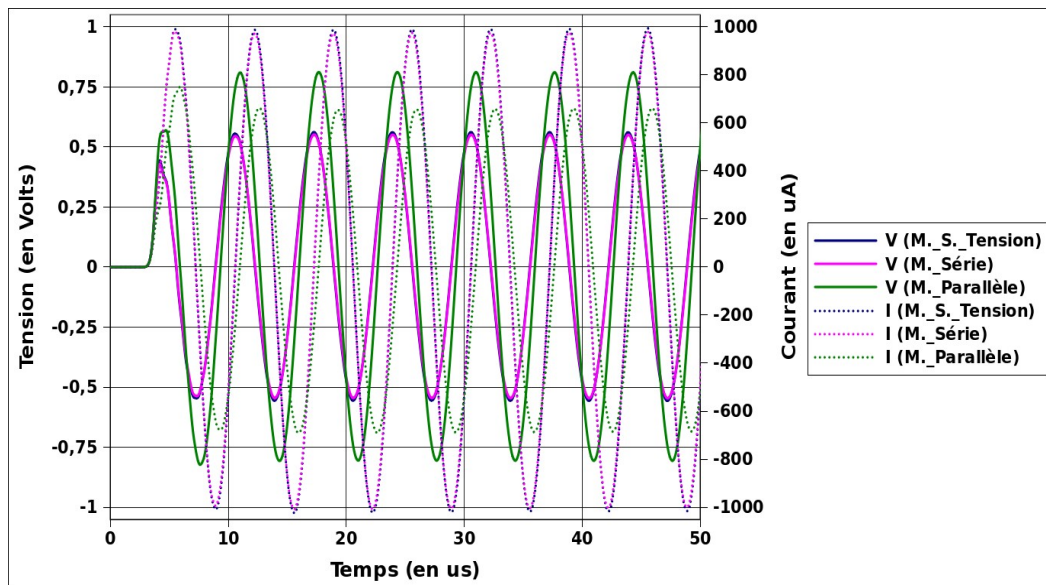
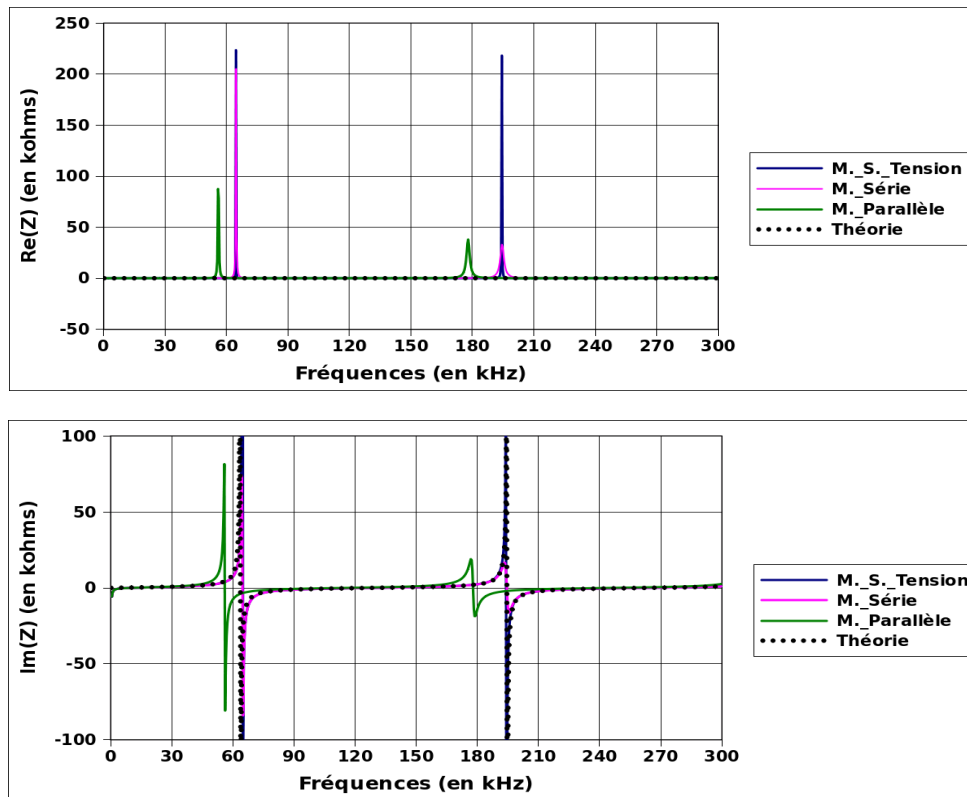
Analyse temporelle

Figure III.21 Tension et courant au niveau de la charge (inductance de 500 μH)

Le retard de phase de $\pi/2$ de l'intensité par rapport à la tension est en accord avec la nature inductive du composant (Figure III.21).

Comme dans le cas de la résistance, la méthode « Parallèle » présente des niveaux d'amplitude différents par rapport aux deux autres méthodes.

Analyse fréquentielle



*Figure III.22 Impédance (a) vue du générateur (b) au niveau de la charge
(inductance de $500 \mu H$)*

Les simulations TLM (méthode de la « Source de Tension » et méthode « Série ») sont conformes à la théorie (Figure III.22).

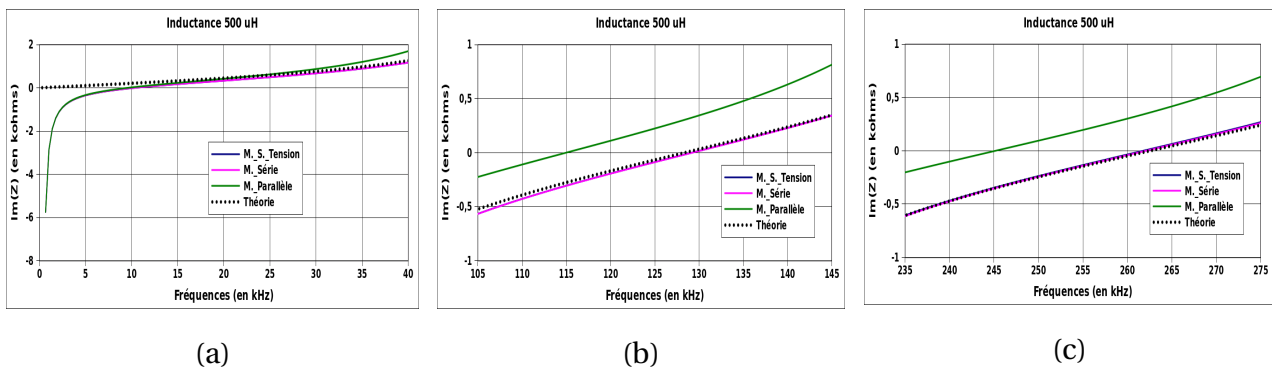


Figure III.23 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée au niveau du générateur au voisinage des fréquences : $f = 0$ Hz (a), $f = 130$ kHz (b) et $f = 265$ kHz (c)

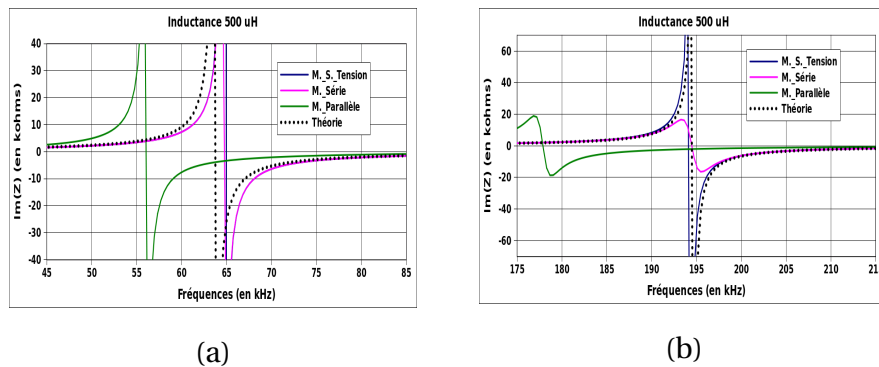


Figure III.24 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée au niveau du générateur au voisinage des fréquences : $f = 65$ kHz (a) et $f = 195$ kHz (b)

La méthode « Parallèle » présente des résultats différents en comparaison des deux autres méthodes. Les méthodes « Série » et de la « Source de Tension » présentent dans une moindre mesure de légères différences notamment au niveau des amplitudes.

Le **Tableau III.6** récapitule les fréquences présentant des court-circuits et des circuits ouverts. Les méthodes « Série » et de la « Source de Tension » ne dépassent pas les 2% d'erreur tandis que la méthode « Parallèle » présente des erreurs au-delà des 12%.

		Court-circuit		Circuit ouvert	
Théorie	$F_{Th.}$ [kHz]	128,4	262,5	63,7	194,5
Méthodes « Source de tension » / « Série »	F_{TLM} [kHz]	129,1	261,8	64,8	194,2
			/		/
	δf_{TLM}	0,50%	262,15	1,70%	194,65
			0,3%		0,2%
Méthode « Parallèle »	F_{TLM} [kHz]	114,85	245,2	56	178
	δf_{TLM}	10,60%	6,6%	12,1%	8,5%

Tableau III.6 : Fréquences C.C. & C.O. (ligne bifilaire chargée par une inductance de 500 μH)

III.A.6) Conclusion

L'ensemble des simulations montre un bon fonctionnement de la méthode « Série » et de la méthode de la « Source de Tension ». Quelques différences ont cependant été observées avec les charges inductive et capacitive.

La méthode « Parallèle » présente de bons résultats uniquement pour le composant capacitif. Le pseudo-stub court-circuit, qui permet la connexion d'un composant au nœud « Fil Mince », influence de façon conséquente le fonctionnement du modèle dans la gamme VLF/LF. Cette méthode ne semble pas adaptée au modèle « Fil Mince » pour la modélisation de composants résistif et capacitif dans la gamme VLF/LF.

Il semblerait que les très basses fréquences posent problème au modèle « Fil Mince » comme on a pu le voir sur la simulation de la ligne bifilaire en court-circuit. Ce qui peut être expliqué par les réflexions parasites des parois absorbantes.

III.B) Cas d'une structure rayonnante

Précédemment, les trois modèles ont été testés pour différentes valeurs de fréquence dans la bande VLF/LF. Dans l'analyse suivante, la fréquence de travail est fixe, ce sont les valeurs des composants qui évoluent. Ainsi, nous allons comparer l'évolution de l'impédance d'entrée d'une antenne en fonction de la valeur des composants intégrés à l'antenne.

Dans son article [Harrison63], Harrison présente une formulation analytique de l'impédance d'entrée d'un dipôle chargé par des inductances. Il utilise ces charges inductives afin de modifier la fréquence de résonance du dipôle. Nous allons comparer ici les résultats de simulation TLM avec les résultats analytiques.

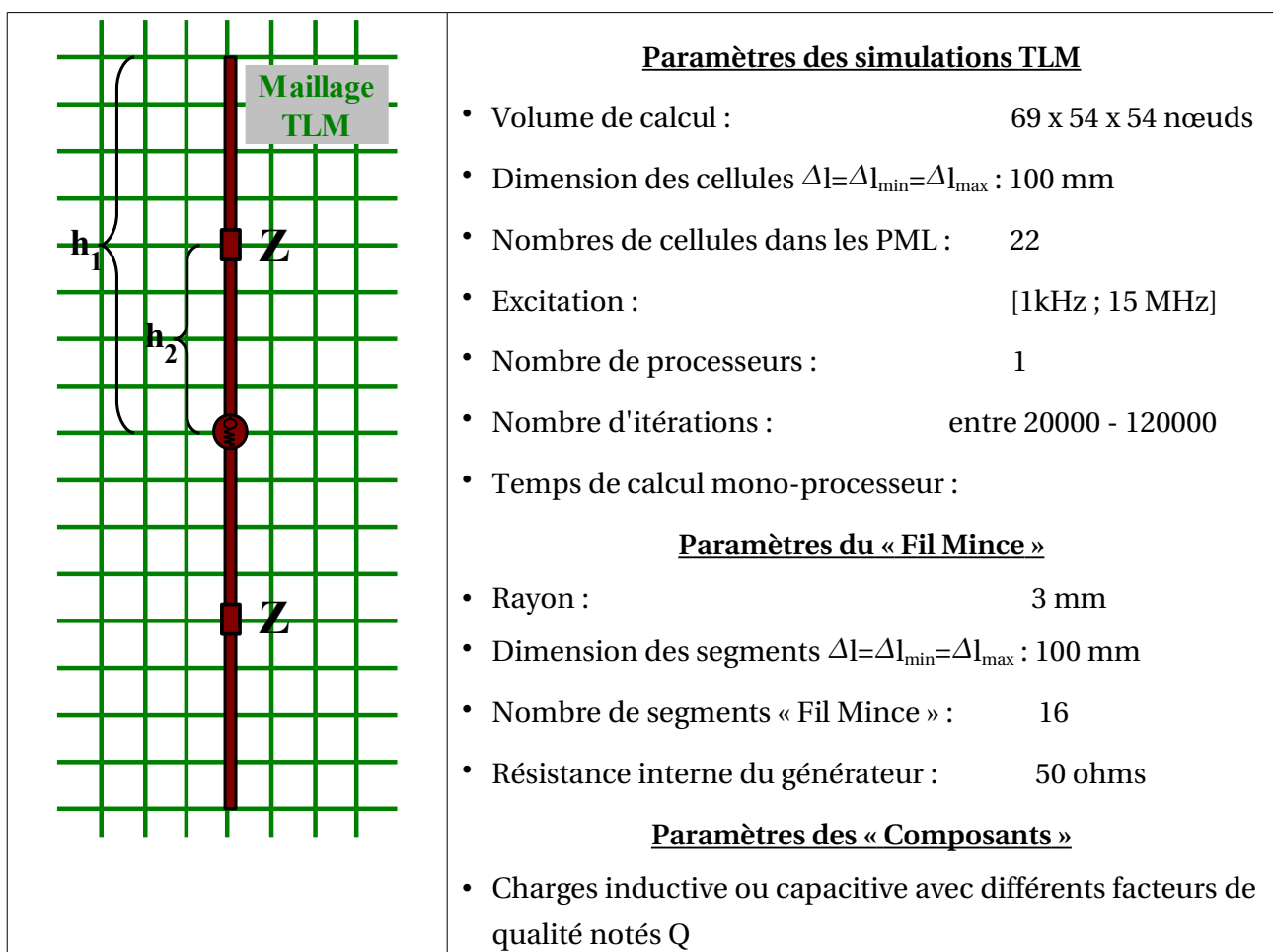


Figure III.25 Paramètres de simulation du dipôle chargé

Afin que les formules analytiques soient valides, le dipôle présenté dans l'article doit respecter certaines conditions :

- le rayon « a » et la longueur « h_1 » sont liés par la relation : $2 \cdot \ln\left(\frac{2h_1}{a}\right) = 12,5$
- la fréquence de travail « f_T » est imposée par le rapport : $\frac{a}{\lambda} = 1,22895 \cdot 10^{-4}$

Les résultats fournis dans la suite ont été obtenus dans les conditions suivantes : $\beta \cdot h_1 = 0,2$ et $\beta \cdot h_2 = 0,1$. Cela revient à positionner la charge au centre des bras du dipôle.

Dans un premier temps, la simulation d'une charge inductive « $Z_L = r_L + jX_L$ » pour différentes valeurs du facteur de qualité « $Q = X_L / r_L$ » permet de vérifier, à la fois le bon fonctionnement des composants inductance et résistance.

Dans un second temps, la charge inductive sera remplacée par une charge capacitive.

III.B.1) Charges Inductives

III.B.1.a) Méthode de la « Source de tension »

- Impédance d'entrée

Les premiers résultats, comparés à la théorie, concernent l'impédance d'entrée présentée par le dipôle chargé.

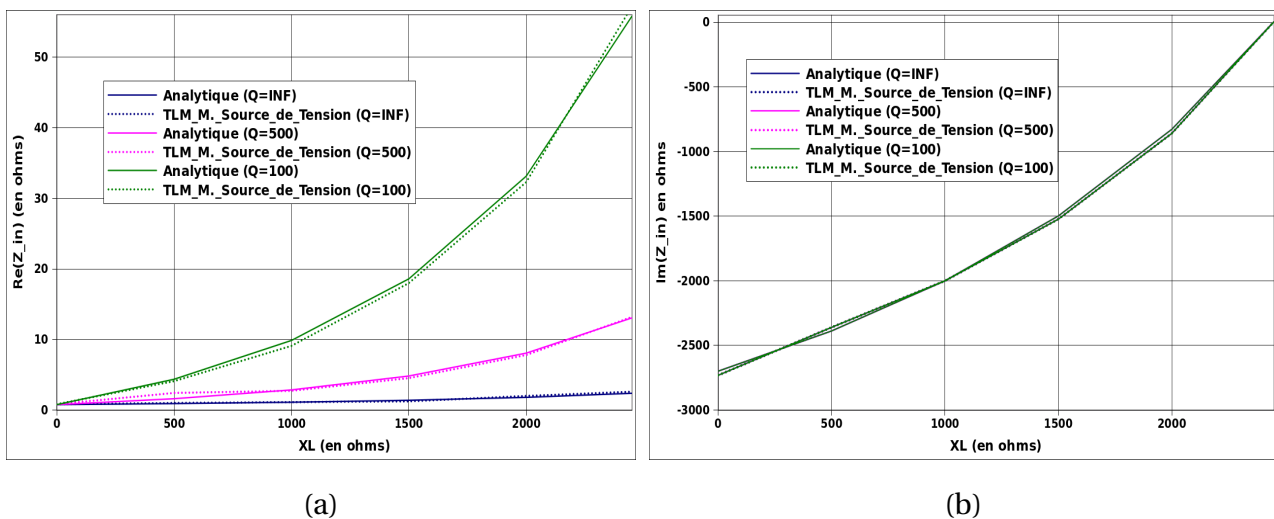


Figure III.26 : Partie réelle (a) et Imaginaire (b) de l'impédance d'entrée du dipôle

La fréquence de travail théorique imposée par les dimensions du dipôle est de 13,64 MHz. Les résultats TLM présentés ici ont été obtenus pour une fréquence de 14 MHz soit une erreur

relative de 3%. A cette fréquence la partie imaginaire de l'impédance d'entrée s'annule pour une charge inductive telle que $X_L = 2450$ ohms.

On observe une très bonne concordance sur l'ensemble des valeurs de X_L et pour différentes valeurs du coefficients de qualité.

- Rapport de tensions $|V_c|/|V_g|$

Les rapports de tension au niveau de la charge et au niveau du générateur sont également comparés.

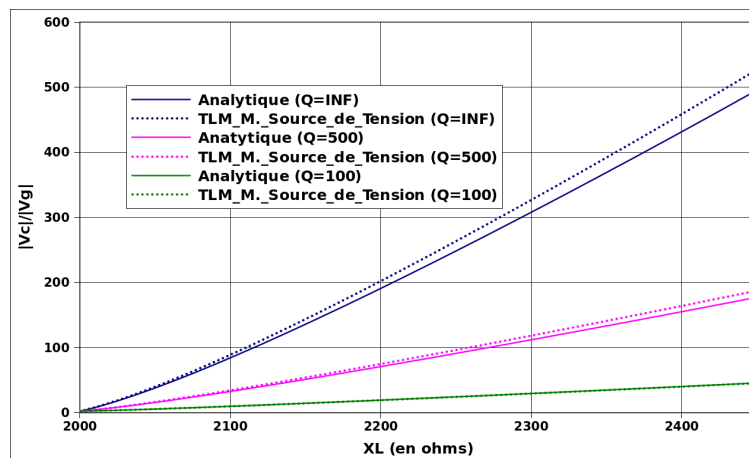


Figure III.27 Rapport V_c sur V_g

Une très bonne concordance est également observée sur l'ensemble des valeurs de X_L et quelque soit le facteur de qualité. Pour X_L compris entre 0 et 2000 Ohms, les valeurs se superposent c'est pourquoi elles ne sont pas représentées graphiquement. L'erreur relative maximale entre les résultats analytiques et les résultats TLM n'excède pas 6,5% (obtenu pour $X_L = 2450$ & $Q = INF$).

III.B.1.b) Méthode « Série »

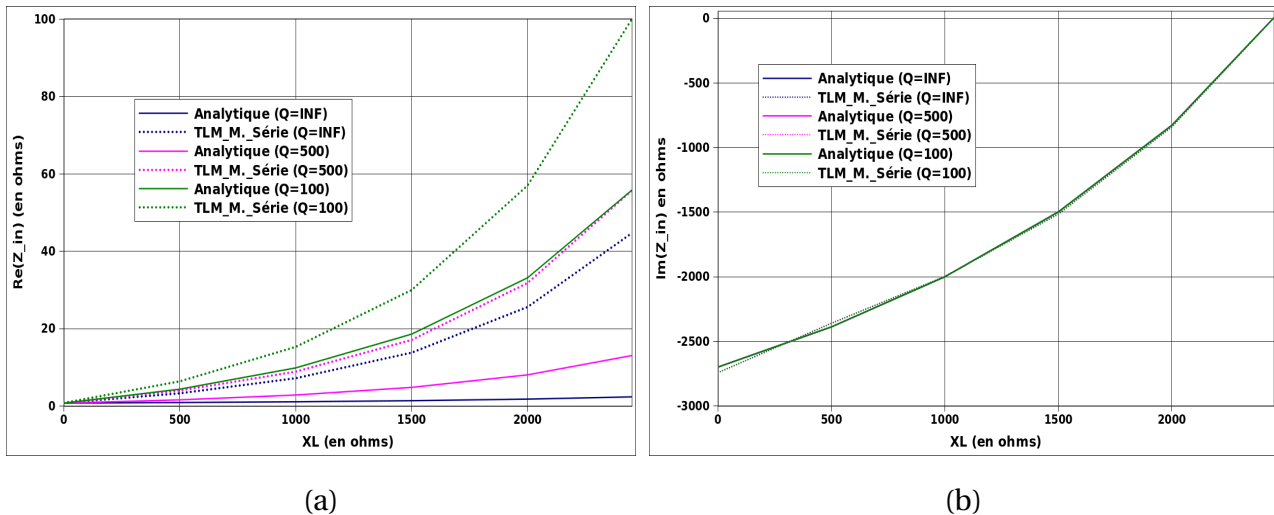
• Impédance d'entrée

Figure III.28 (a) Partie réelle (b) Partie Imaginaire de l'impédance d'entrée du dipôle

La méthode série ne présente pas de bons résultats pour la partie réelle de l'impédance d'entrée tandis que la partie imaginaire est correcte. La partie réelle de l'impédance des charges est erronée (**Figure III.**) ce qui provoque des différences de résultats considérables au niveau de l'impédance d'entrée du dipôle. Ces erreurs sont dues à une estimation approximative du déphasage entre le courant et la tension (erreur de l'ordre de 0,3%) provoquant des erreurs plus conséquentes sur la partie réelle de l'impédance compte tenu de la partie imaginaire élevée. Ces erreurs sur la phase peuvent être dues à des réflexions parasites au niveau des interfaces « segments - composant ».

- Rapport de tension d'entrée et tension de charge

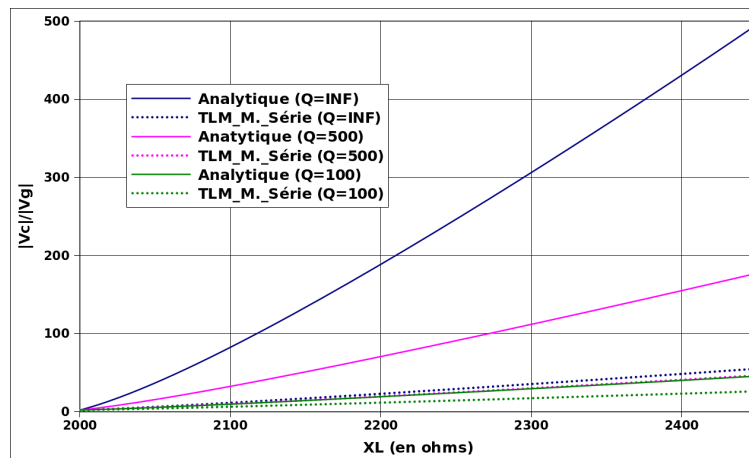


Figure III.29 Rapport V_c sur V_g

Les différences observées au niveau de l'impédance d'entrée se répercutent sur le rapport de tensions. Quasi-inexistante pour X_L compris entre 0 et 2000 Ohms, on observe une nette différence entre 2000 et 2500 ohms.

III.B.2) Charges Capacitives

La même structure peut être utilisée pour valider des composants capacitifs. Les valeurs analytiques ont été calculées à partir des équations fournies dans [Harrison63].

III.B.2.a) Méthode de la « Source de tension »

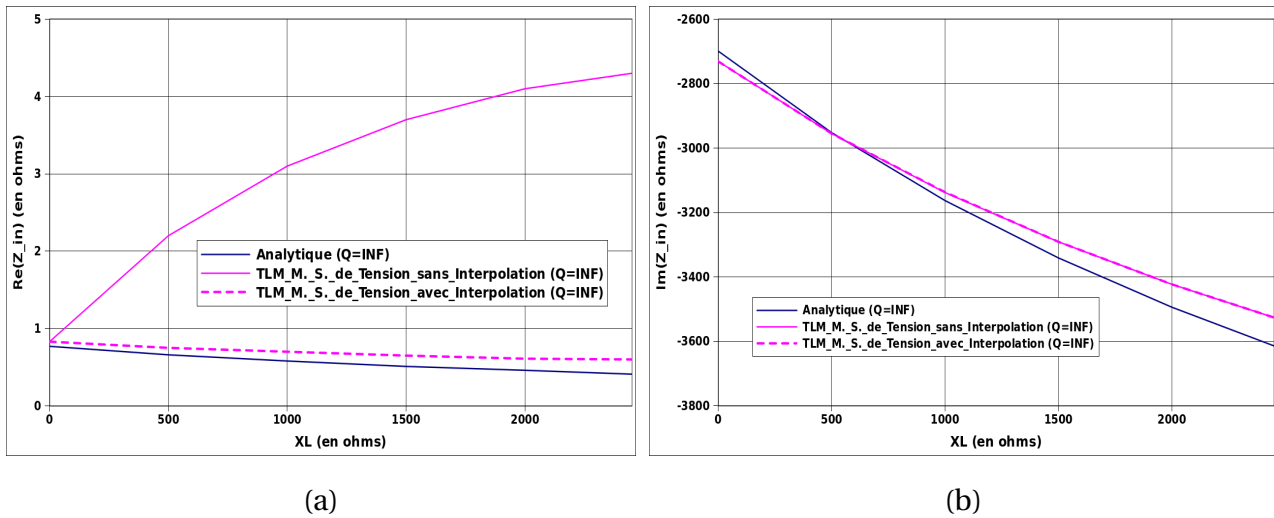


Figure III.30 (a) Partie réelle (b) Partie Imaginaire de l'impédance d'entrée du dipôle chargé par des condensateur

Les premiers résultats de simulation obtenus ne sont pas en accord avec les valeurs analytiques en ce qui concerne la partie réelle de l'impédance d'entrée.

Cette erreur est liée au calcul de l'intégrale du courant dans le condensateur : $e_c = \frac{1}{C_c} \int_0^t i_c dt$.

Une méthode plus précise que la simple méthode d'intégration « point à point » est la méthode dite de « Trapèze » qui revient à faire une interpolation linéaire du signal échantillonné telle que :

$$e_c = \frac{\Delta T}{2.C_c} \cdot (I^0 + I^n) + \frac{1}{C_c} \sum_{m=1}^{n-1} \{ I^m \cdot \Delta T \} = \frac{\Delta T}{2.C_c} I^n + \frac{\Delta T}{C_c} \sum_{m=0}^{n-1} I^m = \frac{\Delta T}{2.C_c} I^n + S_I^n$$

Une nette amélioration est visible (Figure III.30) où la partie réelle est relativement proche des valeurs analytiques.

III.B.2.b) Méthode « Série »

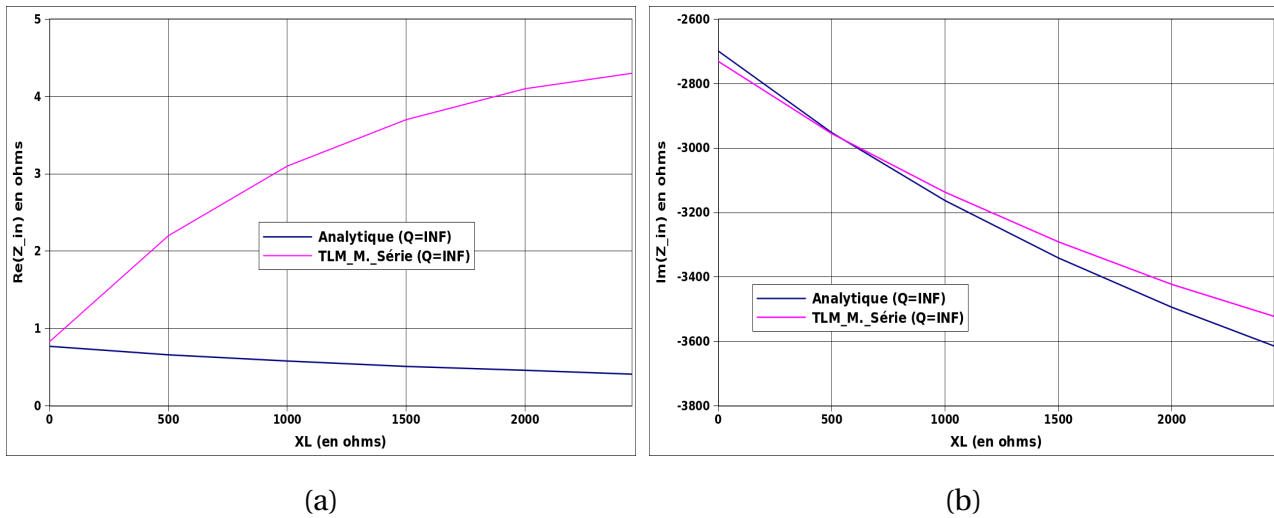


Figure III.31 (a) Partie réelle (b) Partie Imaginaire de l'impédance d'entrée du dipôle chargé par des condensateurs

Comme dans le cas de l'inductance, les résultats de simulation obtenus ne sont pas en accord avec les valeurs analytiques en ce qui concerne la partie réelle de l'impédance d'entrée (**Figure III.31.a**). La partie imaginaire est, quant à elle, très proche des valeurs analytiques.

IV) CONCLUSION

Dans ce chapitre, trois méthodes ont été exposées pour modéliser des composants tels que des résistances, inductances et condensateurs à l'aide du modèle de « Fil Mince ». Nous avons restreint l'étude à ces trois composants car ils sont les seuls utiles dans la modélisation d'antennes VLF. Il est envisageable dorénavant d'ajouter des composants actifs et non linéaires tels que des diodes (PIN, Schottky, Varicap...) ou tout autre circuit électrique. Cependant, il est fort à parier que la modélisation des composants actifs avec la méthode « Série » soit problématique en raison de réflexions parasites.

Un premier circuit de test nous a permis de mettre en évidence les limites de la méthode « Parallèle ». Cette méthode, qui est la plus efficace pour connecter un composant électronique quelconque au réseau TLM, ne permet pas de modéliser certains composants dans la gamme de fréquences VLF/LF. La méthode « Série » et la méthode de la « Source de tension » présentent les mêmes résultats sur la structure guidée.

Ensuite, nous avons comparé les résultats de simulation TLM à des résultats analytiques obtenus sur la valeur de l'impédance d'entrée présentée par un dipôle chargé par des composants inductif et capacitif. Cette deuxième simulation a permis de mettre en avant le manque de précision de la méthode « Série » notamment au niveau de la partie réelle de l'impédance des composants. Une validation avec un dipôle orienté dans l'espace en 3 dimensions a été réalisée par G. Verissimo et montre des résultats similaires quelque soit la direction du dipôle.

Il ne semble pas que les composants, quelques soient les méthodes, apportent de nouvelles limites d'utilisation au modèle « Fil Mince ».

CHAPITRE IV : SIMULATION D'ANTENNES VLF/LF

I) INTRODUCTION

Ce chapitre présente les résultats de simulation TLM sur différentes structures antennaires VLF/LF. Dans une première partie, la modélisation d'antennes parapluie avec 6 et 12 brins rayonnants permettent d'étudier l'influence des isolateurs et structures de soutien sur leur comportement. La seconde partie traite le cas d'une antenne VLF qui a existé : l'antenne « E » du système OMEGA. Les résultats TLM sont alors comparés à des résultats de mesures.

II) ÉTUDE D'ANTENNES PARAPLUIE

Cette première partie présente les résultats de simulations d'antennes parapluie sans réalité physique. Les résultats de simulations TLM sont comparés à ceux du logiciel FEKO. L'influence des isolateurs et des structures de soutien sont étudiés pour des antennes avec 6 bras puis 12 bras rayonnants.

II.A) Présentation

Une antenne parapluie consiste en un mât vertical surmonté de N bras inclinés. Ces antennes ont déjà fait l'objet de plusieurs études [Andreasen62][Harris62][Gangi65]. Gangi et Sensiper ont examiné plus particulièrement le rôle que pouvait jouer la longueur des bras dans le rayonnement de l'antenne à travers la variation de l'impédance d'entrée. Nous allons déterminer et caractériser l'influence de la structure de soutien sur les différents paramètres caractérisant l'antenne tels que l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement ainsi que la répartition des tension et courant sur la structure.

Dans le cas d'une antenne parapluie, la structure de soutien est constituée principalement de câbles de soutien. Ils servent à la fois à maintenir le mât vertical et aussi à tendre les câbles rayonnants. Ils sont bien souvent attachés par l'intermédiaire d'isolateurs.

Une étude paramétrique sur la valeur de capacité des isolateurs sera également présentée.

II.B) Modélisation

L'absence de documentation complète sur les caractéristiques techniques des antennes VLF, ne nous a pas permis de comparer les résultats de simulations à des mesures. Ce manque de documentation est dû au fait que les stations VLF/LF sont en nombre limité et que les caractéristiques des antennes encore en fonctionnement utilisées à des fins militaires sont

confidentielles. Les antennes modélisées dans ce chapitre n'ont pas de réalité physique. Leurs configurations sont basées sur des caractéristiques connues de structures VLF/LF existantes.

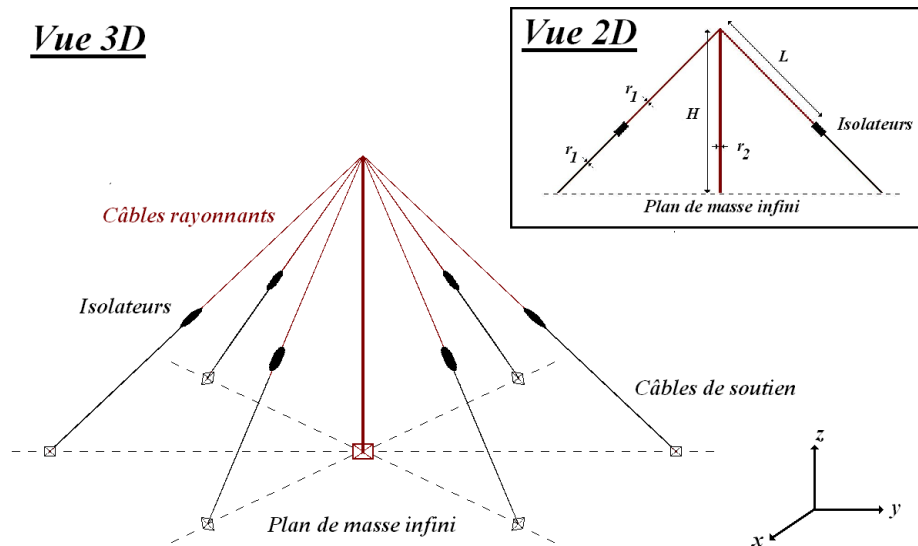


Figure IV.32 : Antennes parapluie avec 6 bras

Ces antennes sont constituées d'un pilier central de rayon $r_2 = 1$ m et de six ou douze câbles de rayon $r_1 = 10$ mm. Les câbles connectés au pilier centrale sont rayonnants, on parle alors de câbles rayonnants, tandis que ceux connectés au plan de masse, servent uniquement au soutien de la structure et sont appelés câbles de soutien. Ils sont isolés entre eux au moyen d'isolateurs tubulaires comme celui qui a été caractérisé au chapitre II. Ces isolateurs seront modélisés par des capacités de 10 pF.

<u>Paramètres des antennes parapluie</u>	
• Rayon des câbles (rayonnants + soutien):	$r_1 = 10 \text{ mm}$
• Rayon du pilier central :	$r_2 = 1 \text{ m}$
• Hauteur du pilier central :	$H = 300 \text{ m}$
• Longueurs des câbles rayonnants :	$L = [0 ; 125 ; 225 ; 325 \text{ m}]$
<u>Paramètres des isolateurs</u>	
• Capacité équivalente :	$C = 10 \text{ pF}$

Tableau IV.1 : Paramètres de la structure antenneaire

Le plan de masse utilisé pour les simulations TLM (et FEKO) est infini. En conséquence, le sol n'a pas été pris en considération. La partie réelle de l'impédance ainsi simulée est donc la résistance de rayonnement.

Les paramètres des simulations TLM sont exposés dans le **Tableau IV.2**.

• Volume de calcul TLM :	86 x 86 x 47 nœuds
• Dimension des cellules TLM :	$\Delta l = \Delta l_{\min} = \Delta l_{\max} = 25 \text{ m}$
• Nombre de segments « Fil Mince » :	42 (ant. « L125 ») 66 (ant. « L225 ») 90 (ant. « L325 ») 102 (avec struc. soutien)
• Dimension des segments $\Delta \xi$:	$25\text{m} \leq \Delta \xi \leq 75\text{m}$
• Nombres de cellules dans les PML :	16
• Excitation :	[1 kHz ; 600 kHz]
• Nombre de processeurs :	16
• Nombre d'itérations :	≤ 20000
• Temps de calcul mono-processeur :	environ 6 h / proc.
• Mémoire utilisée par processeur :	environ 20 Gb / proc.

Tableau IV.2 : Paramètres des simulations TLM

Le maillage TLM est constant tandis que le pas « $\Delta \xi$ » des segments de fil est variable. En effet, comme il a été vu au chapitre III, le maillage « Fil Mince » n'est pas forcément lié au maillage TLM. La condition de stabilité, $\Delta \xi \geq \Delta l_{\min_TLM}/2$, est bien respectée.

Les antennes sont excitées dans la bande [1 kHz ; 600 kHz] par un signal sinusoïdal de 300,5 kHz modulé par une gaussienne de fréquence de coupure à -3 dB de 299,5 kHz. Ce signal est fourni par un générateur de tension idéal.

Des simulations de l'antenne uniquement composée de ses parties rayonnantes (pilier central + câbles rayonnants) puis en tenant compte de la structure de soutien (isolateurs + câbles de soutien) vont permettre d'étudier son influence sur les différents paramètres caractérisant l'antenne (admittance d'entrée, cartes de tension et de courant, diagramme de rayonnement).

II.C) Antenne Parapluie avec 6 bras

II.C.1) Admittance d'entrée

II.C.1.a) *Antenne sans structure de soutien*

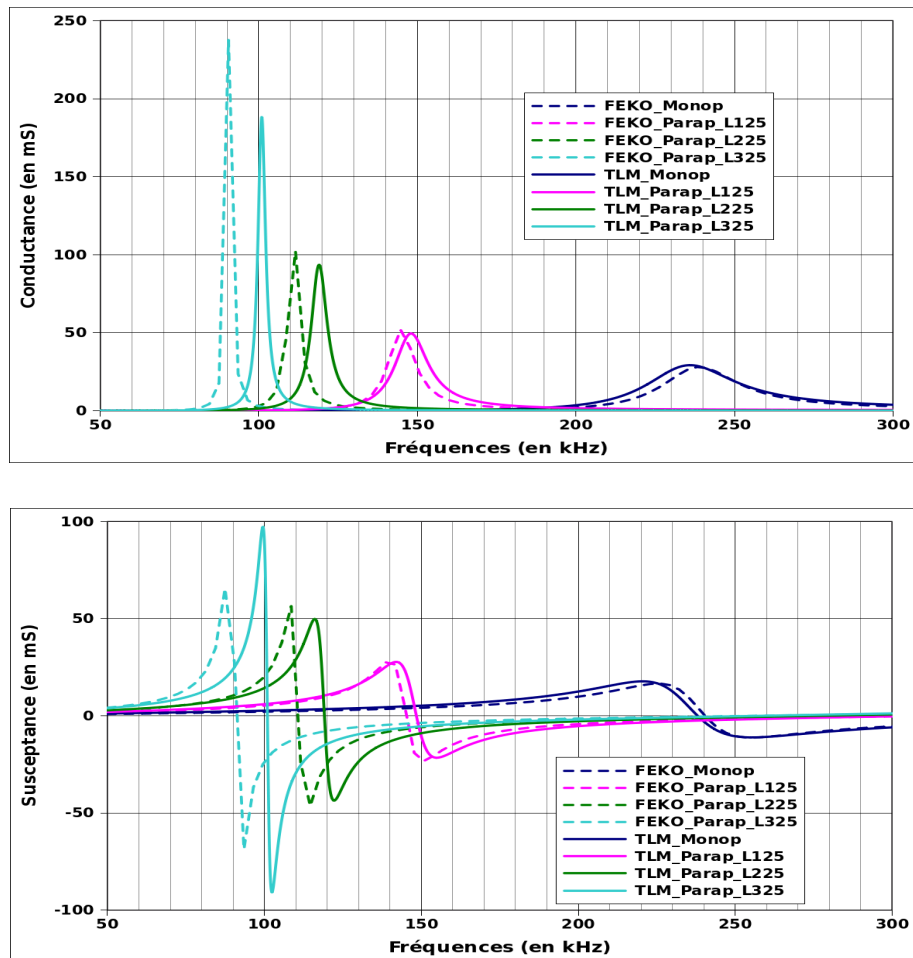


Figure IV.33 : Conductance et susceptance de l'admittance d'entrée simulée par TLM et FEKO

Les premiers résultats concernent l'antenne sans isolateur ni structure de soutien. La **Figure IV.33** montre que les résultats de simulation TLM diffèrent de ceux du logiciel commercial FEKO. Les erreurs sont d'autant plus importantes que les fréquences de résonance des antennes parapluie sont basses. On passe d'une erreur relative d'environ 0,5% pour le monopole à une erreur relative supérieure à 10% dans le cas de l'antenne parapluie avec des bras rayonnants de 325 m.

Fréquence de la première résonance			
	F_{TLM} (kHz)	F_{FEKO} (kHz)	Δf (en %)
Monopôle	239	240	0,4
Parapluie L125	150	145	3,4
Parapluie L225	120	110	9,1
Parapluie L325	102	92	10,8

Tableau IV.3 : Comparaison des fréquences de la première résonance entre TLM et FEKO

Le logiciel commercial FEKO est maintenant bien éprouvé dans le domaine VLF/LF comme il a été vu au premier chapitre. Il peut être considéré comme une référence pour la modélisation des antennes VLF/LF sur plan de masse infini. Il est à la fois performant et rapide (simulation d'antennes parapluie en seulement quelques minutes).

Dans le modèle « Fil Mince », la connexion de plusieurs câbles tient compte de la répartition du courant entre les différents fils. Cependant aucun traitement spécifique n'a encore été fait pour le calcul du volume d'influence au niveau de l'interconnexion de plusieurs fils.

L'absence de traitement spécifique au niveau des interconnexions provoque une perte de précision de la méthode TLM. Afin de mettre en évidence ces effets, nous avons comparé les résultats de simulations TLM à ceux du logiciel FEKO sur une antenne L-inversée pour différentes valeurs de l'angle α (Figure IV.34).

Les résultats de simulations de l'antenne en L-inversée montrent que plus l'angle est important et plus les résultats sont différents. Cela met en évidence l'importance d'un traitement particulier au niveau de la connexion des fils en ce qui concerne l'intersection des volume d'influence de chaque fil les uns par rapport au autres.

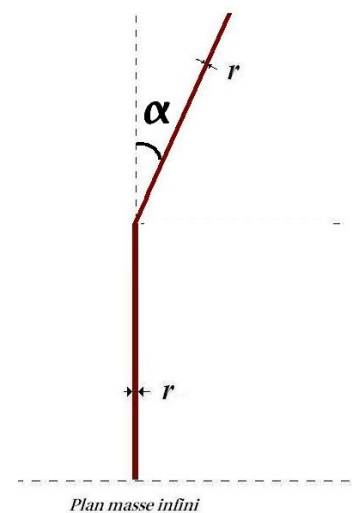


Figure IV.34 : Antenne L-inversée

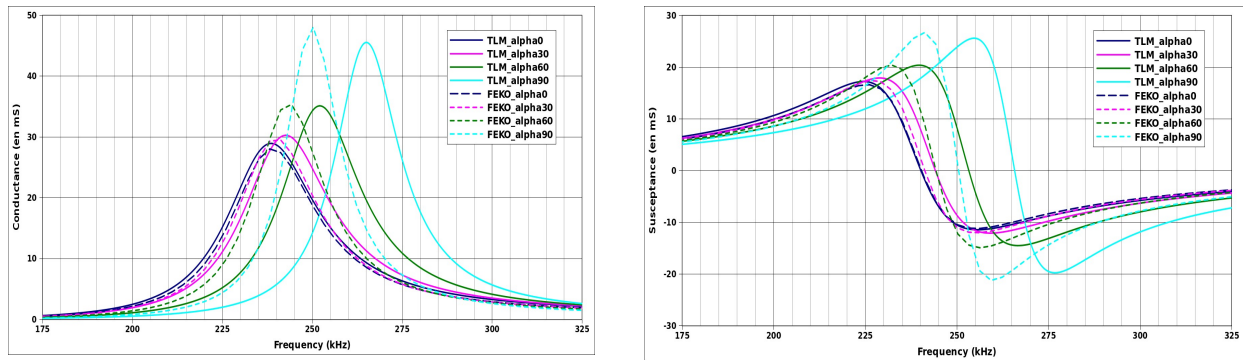


Figure IV.35 : Conductance et susceptance de l'admittance d'entrée simulée par TLM et FEKO sur une antenne en L-inversée suivant différents angles d'inclinaison

Ce traitement est actuellement en cours de développement.

II.C.1.b) Antenne avec structure de soutien

Les isolateurs sont modélisés par des capacités de 10 pF. La **Figure IV.36** présente une comparaison des résultats de simulations TLM obtenus pour les configurations « L125 », « L225 » et « L325 » avec et sans structure de soutien.

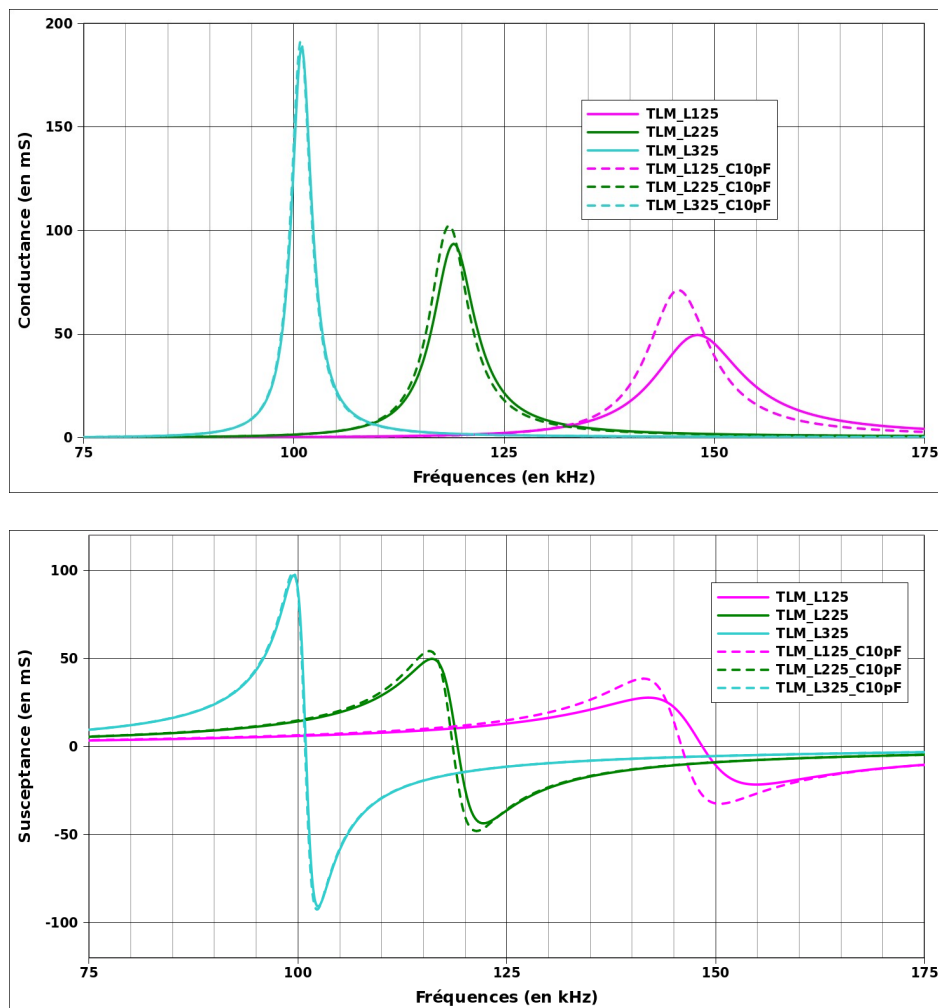


Figure IV.36 : Conductance et susceptance pour les différentes configurations d'antennes (L125, L225 et L325) avec et sans structure de soutien et isolateurs

Ces résultats supposent que la structure de soutien influence le comportement de l'antenne par effet de couplage. En effet, il semble que la structure de soutien ait moins d'influence sur les antennes avec des câbles rayonnants longs où les câbles de soutien sont petits.

Les structures de soutien affectent les niveaux d'amplitude (+44 % pour la valeur de la conductance à la fréquence de résonance de la configuration « L225 ») et dans une moindre mesure les valeurs des fréquences de résonance (1,5 % pour la configuration « L125 »). Les modifications d'amplitude vont se répercuter sur l'efficacité des antennes.

II.C.2) Tension et courant sur l'antenne

II.C.2.a) *Tension et courant sur les câbles*

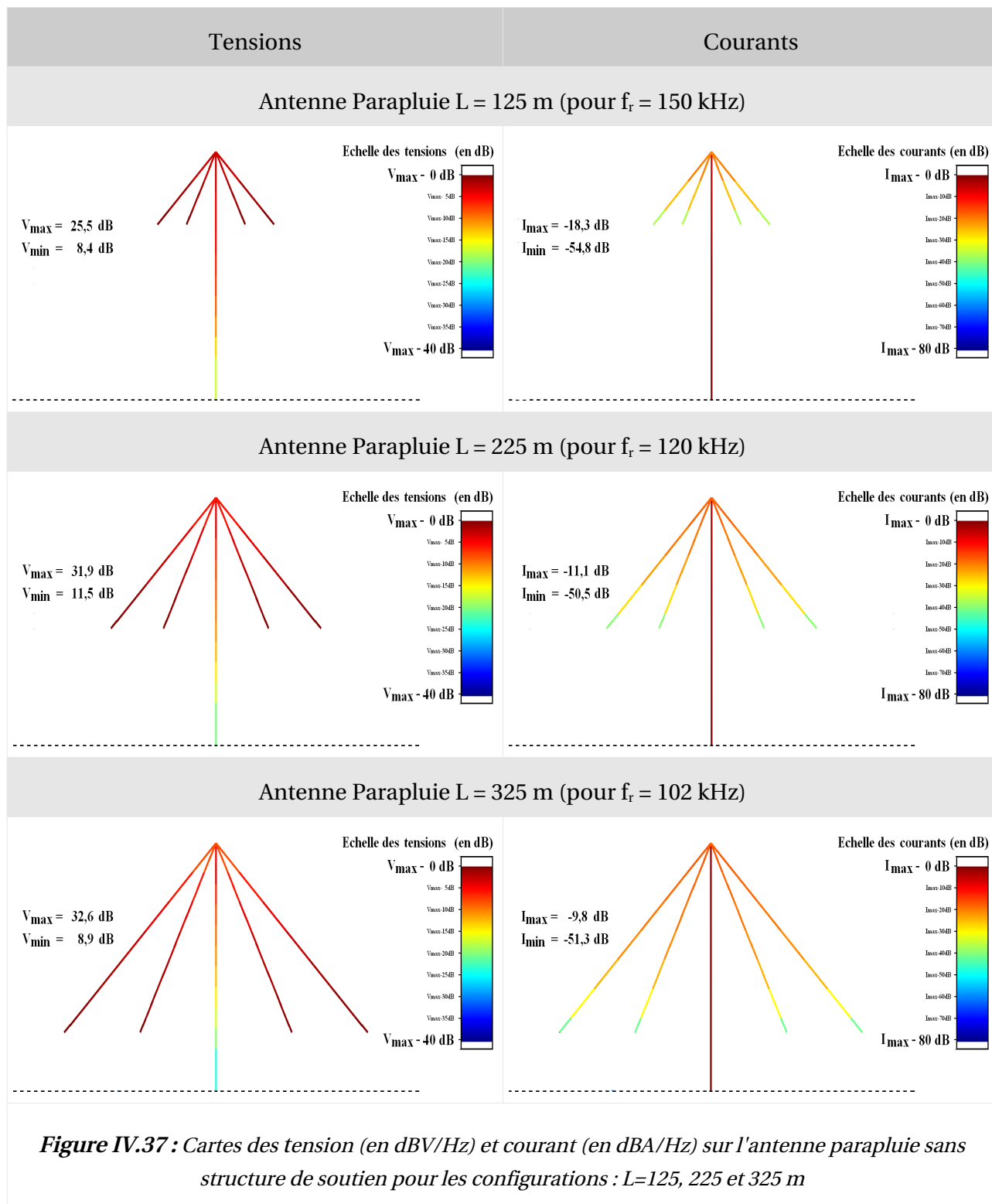
Les niveaux de tension et courant sont présentés sur les différentes configurations d'antenne sans (**Figure IV.37**) puis avec (**Figure IV.38**) structure de soutien aux fréquences de résonance. Ces niveaux sont normalisés par rapport à la fréquence d'échantillonnage f_e et sont exprimés en dB/Hz. Les niveaux sont référencés par rapport à la masse.

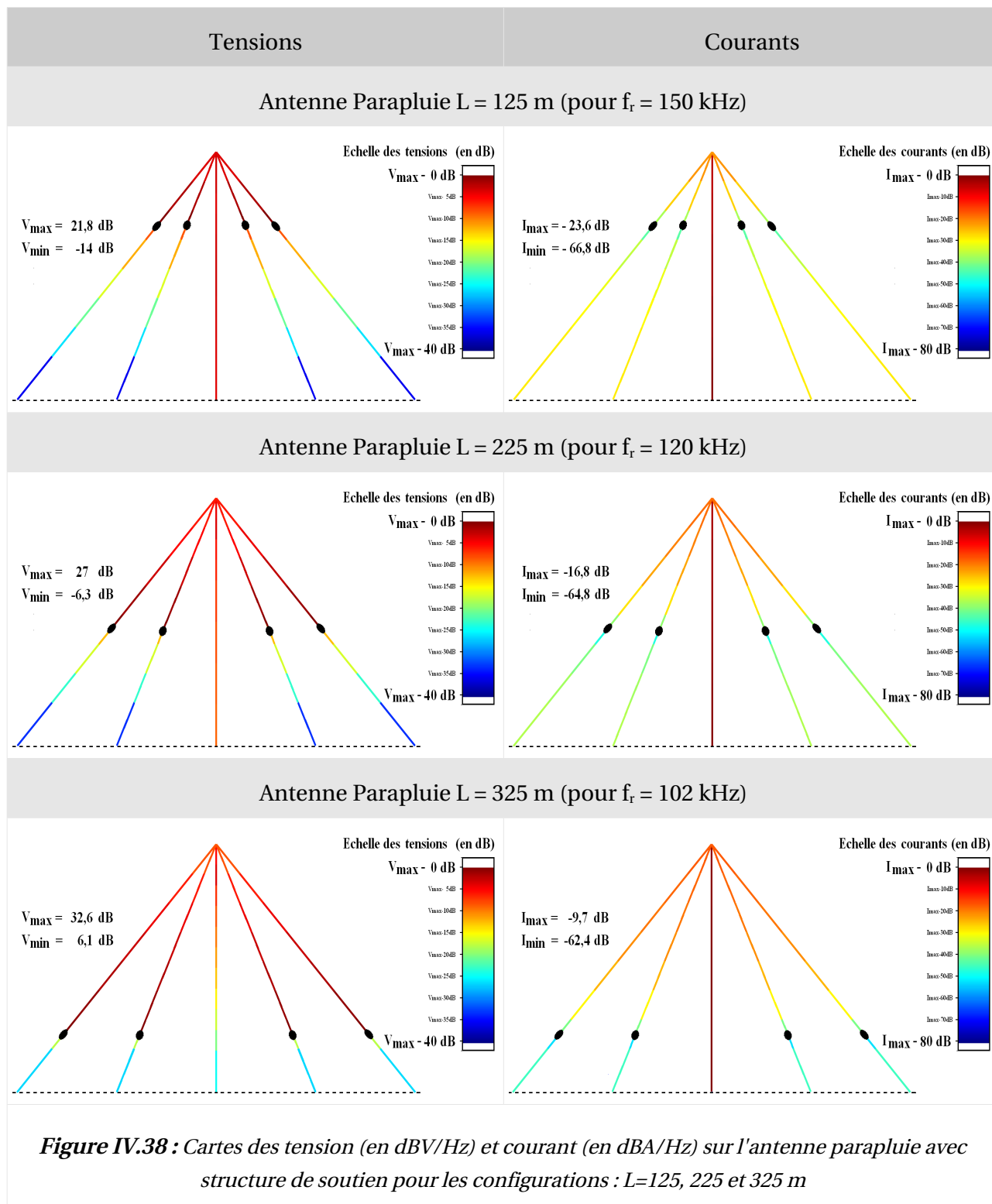
A la fréquence de résonance f_r , le courant est maximal au bas du pilier centrale (zone d'excitation) et diminue jusqu'aux extrémités des bras rayonnants. Au contraire, la tension est maximale aux extrémités des bras rayonnants.

Les valeurs maximum des courant et tension sont d'autant plus élevées que les câbles rayonnants sont longs. Entre les configurations « L125 » et « L325 » on observe :

- + 7 dB pour la tension (de 25,5 dB à 32,6 dB)
- + 8,5 dB pour le courant (de -18,3 dB à -9,8 dB)

Les mêmes phénomènes sont observés sur les antennes modélisées avec structures de soutien (**Figure IV.38**).





Avec les structures de soutien, les niveaux de tension et courant sont moins élevés sur les configurations « L125 » et « L225 ». La configuration « L325 » ne semble pas être affectée.

Dans les câbles de soutien, les niveaux de courants sont maximum au niveau du plan de masse. On remarque également qu'ils sont plus importants sur les configurations « L125 » et « L225 ». Ces courants, circulant dans les câbles de soutien, sont appelés « courants de fuite ».

II.C.2.b) Tension au niveau des isolateurs

Le code de simulation TLM permet également de récupérer la tension aux bornes des capacités.

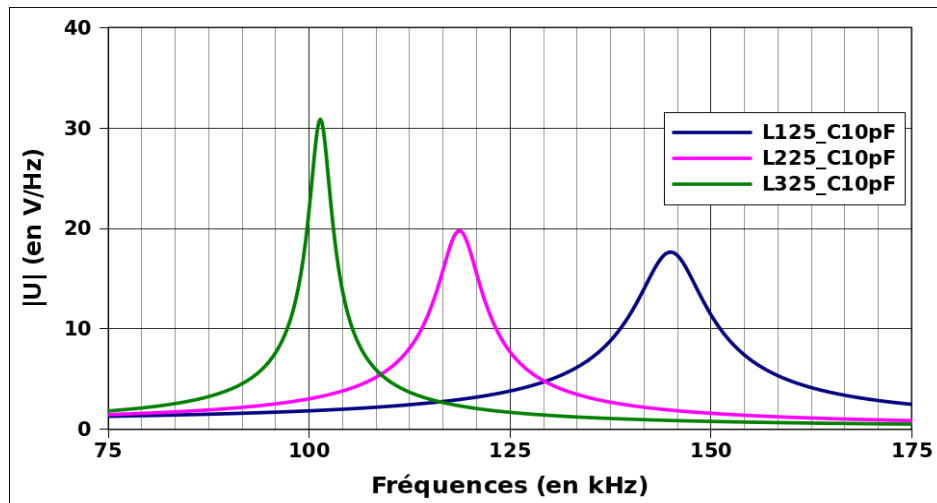


Figure IV.39 : Tension aux bornes des isolateurs

Les maximums de tension aux niveaux des isolateurs sont obtenus aux fréquences de résonance. On peut également observer que c'est dans les structures où les courants de fuites sont les plus élevés que les tensions aux bornes des isolateurs sont les plus faibles. Les courants de fuites caractérisent un mouvement de charges provoquant une diminution de l'accumulation de charges au niveau des isolateurs.

Les isolateurs des antennes parapluie avec des câbles rayonnants longs seront plus soumis aux effets corona. L'ensemble de ces résultats tendent à montrer que les structures de soutien affectent principalement le fonctionnement des antennes qui ont des bras rayonnants courts.

II.C.3) Rayonnement

II.C.3.a) Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement obtenus avec la méthode TLM pour les trois configurations de l'antenne parapluie sont présentés aux fréquences de résonances (Figure IV.40).

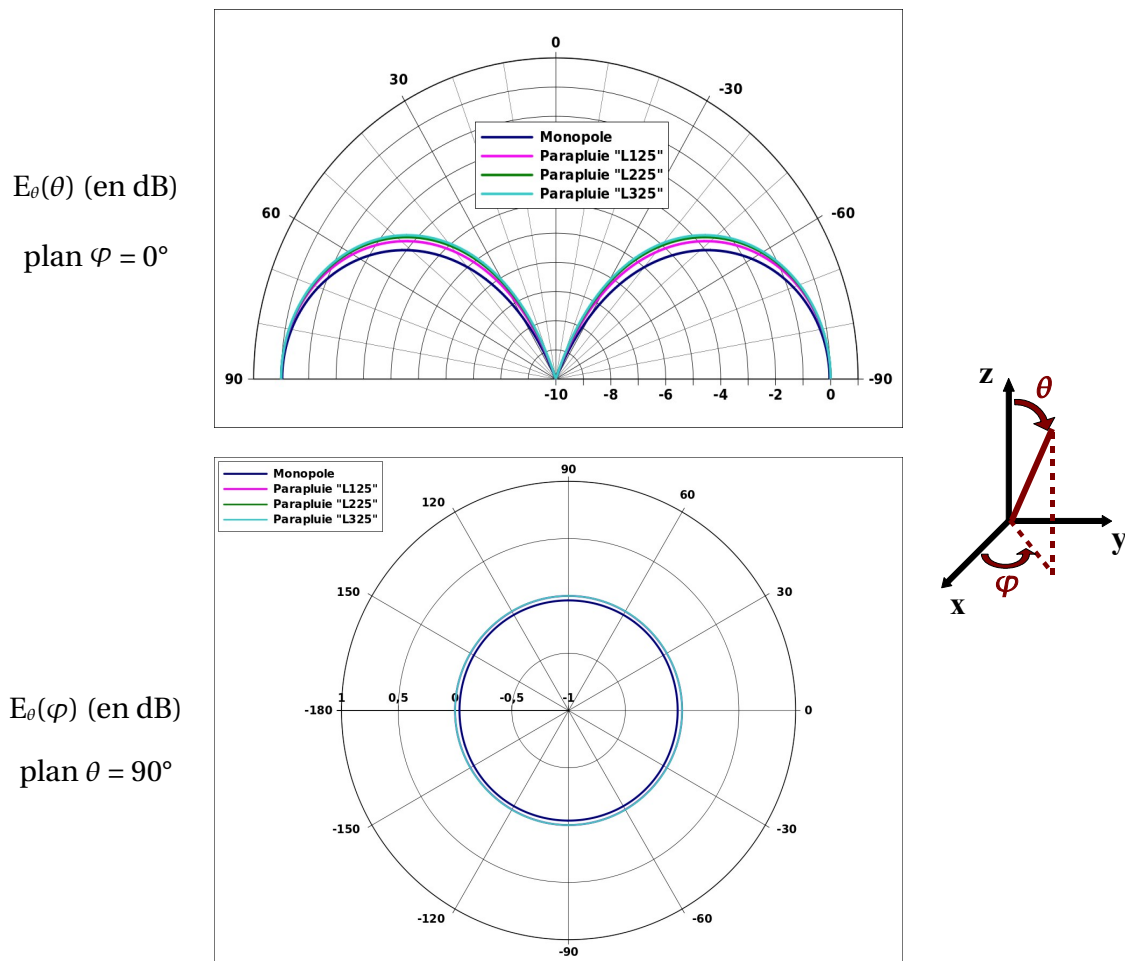


Figure IV.40 : Diagrammes de rayonnement : champ normalisé E_θ en dB suivant les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 90^\circ$

Les trois configurations présentent un rayonnement quasi-identique à celui d'un monopole de hauteur équivalente (300 m). La longueur des bras ne joue pas de rôle déterminant sur le rayonnement des antennes parapluie.

Aucune différence n'a été constatée entre les antennes avec et sans structure de soutien. Les structures de soutien ne semblent pas avoir d'influence sur le rayonnement en champ lointain.

II.C.3.b) Directivité et efficacité de rayonnement

La directivité et l'efficacité de rayonnement de chacune des configurations est donnée dans le **Tableau IV.4** aux fréquences de résonance. Les conducteurs des antennes sont supposés parfaits ainsi les efficacités présentées ici tiennent compte de la désadaptation des antennes.

<u>Sans / Avec</u> structure de soutien	Fréquence de résonance (en kHz)	Directivité (en dB)	Efficacité (en %)
• Monopole	239	2,2	97
• L125	150 / 148	1,92 / 1,95	82 / 66
• L225	120 / 119	1,83 / 1,84	58 / 53
• L325	102 / 102	1,79 / 1,78	35 / 34

Tableau IV.4 : Fréquence de résonance, directivité et efficacité des différentes configurations

Le « *top-loading* » a pour effet de diminuer la fréquence de résonance mais également l'efficacité de rayonnement : l'efficacité diminue de 64 % pour la configuration « L325 » à comparer du monopole.

La prise en compte des infrastructures de soutien met en évidence une perte d'efficacité qui peut être conséquente suivant la configuration (16 % pour la configuration « L125 »). Ces résultats sont en adéquation avec les observations précédentes sur l'admittance d'entrée et les niveaux de tension et courant sur la structure.

II.C.4) Influence des isolateurs

Les isolateurs sont modélisés par une capacité dont la valeur dépend de leurs paramètres physiques (voir Chapitre II). L'ordre de grandeur des capacités utilisées sur les antennes VLF est de plusieurs dizaines de pico-Farads.

Nous allons réaliser ici une étude paramétrique sur la valeur de cette capacité pour étudier son influence sur le fonctionnement de l'antenne. L'antenne choisie pour cette étude est l'antenne parapluie avec des longueurs de câbles rayonnants de 225 m.

La **Figure IV.41** présente une comparaison des résultats de l'admittance d'entrée pour différentes valeurs de capacité simulées avec le code TLM.

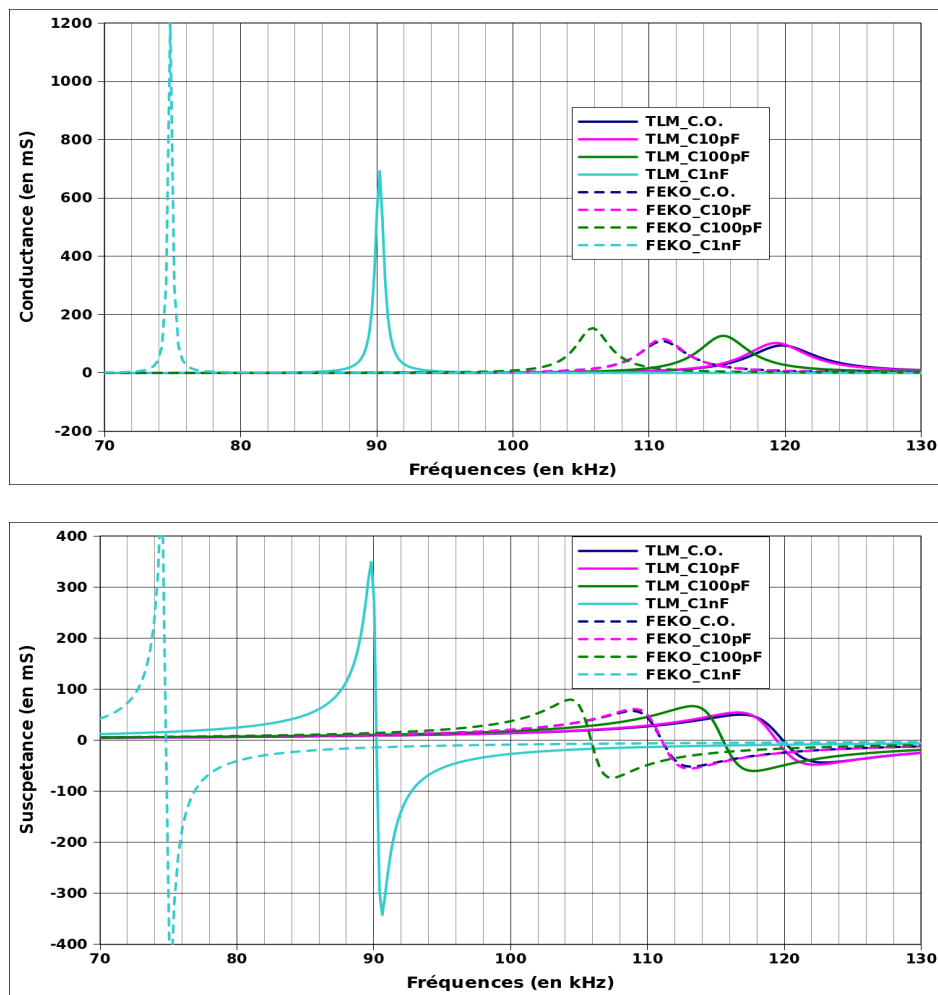


Figure IV.41 : Conductance et susceptance pour différentes valeurs de capacités (configuration de l'antenne parapluie L225)

On remarque que pour des valeurs de capacité de l'ordre de la dizaine de pico-Farads l'influence reste négligeable : variation en fréquence inférieure à 0,8 % pour $C = 10$ pF. A partir de la centaine de pico-Farads, cette influence devient plus significative. Des variations en fréquence de 4,2 % (TLM) et 4,5 % (FEKO) sont observées pour des capacités de 100 pF. Au delà, l'influence est importante : supérieure à 25 % (TLM) et 32 % (FEKO) pour des capacités de 1 nF.

Les isolateurs utilisés dans la gamme VLF/LF, n'ont pas de conséquences importantes sur le fonctionnement de l'antenne parapluie avec 6 bras rayonnants.

Ces résultats montrent un comportement similaire entre le logiciel FEKO et la méthode TLM quant à la modélisation des condensateurs.

II.D) Antenne Parapluie avec 12 bras

Deux antennes parapluie de grandeurs quasi-identiques sont comparées. La première, avec 6 bras rayonnants, correspond à la configuration « L225 » déjà simulée. La deuxième antenne est composée de 12 bras rayonnants de longueurs $L = 163$ m. Les autres paramètres restent inchangés. Ces deux antennes sans structure de soutien ont la particularité de résonner à la même fréquence ($f_r = 120$ kHz).

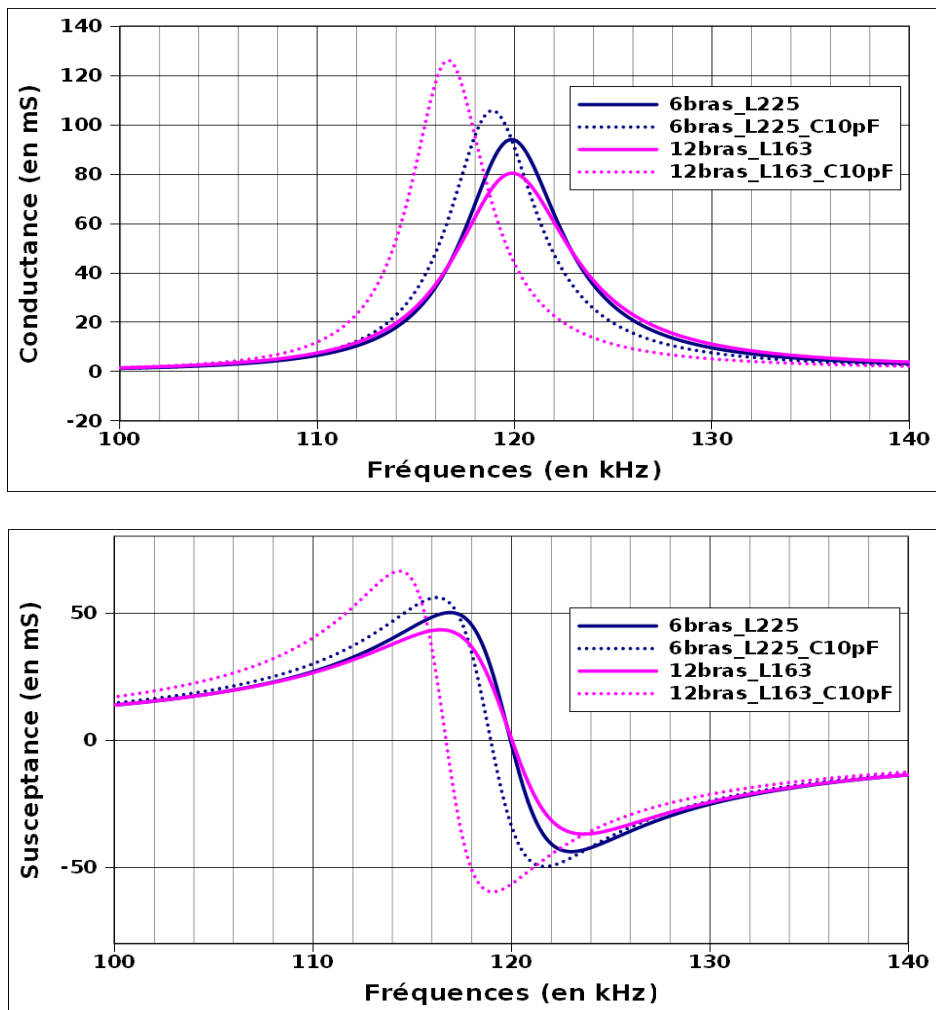


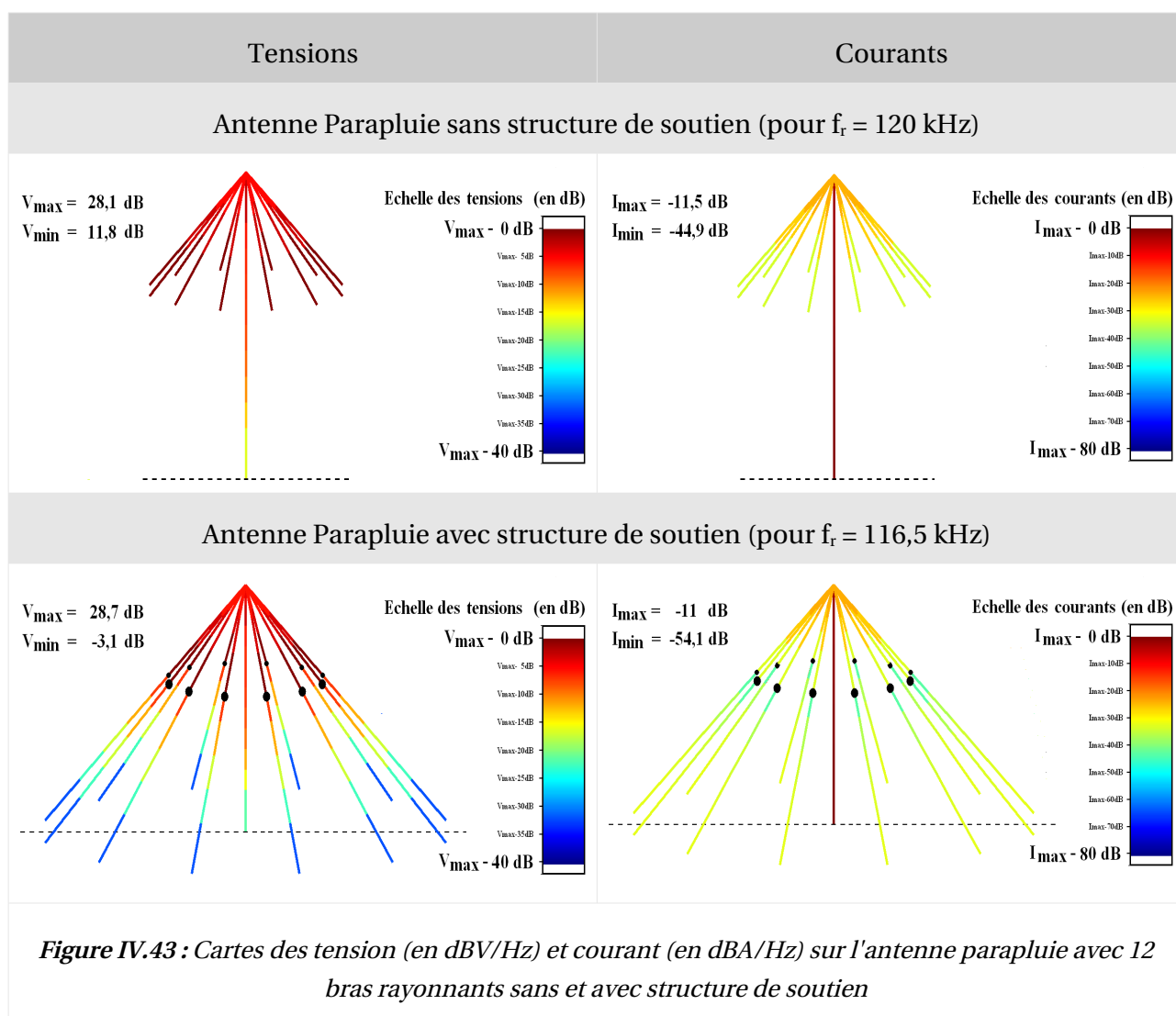
Figure IV.42 : Comparaison des résultats de simulation TLM au niveau de la Conductance et de la susceptance pour les deux antennes avec et sans structure de soutien

Sans structure de soutien, on remarque des différences d'amplitudes au niveau de la conductance et de la susceptance à la fréquence de résonance. A la première résonance, la conductivité de l'antenne avec 6 bras est plus élevée : 94 mS contre 80 mS pour l'antenne avec 12

bras. Ces différences devraient se retrouver sur les efficacités des antennes.

La structure de soutien (isolateurs + câbles de soutien) entraîne une diminution de la fréquence de résonance. Le décalage en fréquence est plus important sur l'antenne avec 12 bras rayonnants. En effet la fréquence de l'antenne avec 6 bras passe de 120 kHz à 119 kHz (0,8 %) tandis que celle de l'antenne avec 12 bras passe de 120 kHz à 116,5 kHz (3 %).

La **Figure IV.43** représente des niveaux de tension et courant sensiblement identiques pour l'antenne avec 12 bras rayonnants simulée sans et avec structure de soutien.



Très peu de différences ont été relevées sur les diagrammes de rayonnement. Le **Tableau IV.5** présente la directivité et l'efficacité de rayonnement.

<u>Avec / Sans</u> structure de soutien	Fréquence de résonance (en kHz)	Directivité (en dB)	Efficacité (en %)
• Antenne Parapluie avec 6 bras rayonnants	120 / 119	1,83 / 1,84	58 / 53
• Antenne Parapluie avec 12 bras rayonnants	120 / 116,5	1,85 / 1,86	64 / 47

Tableau IV.5 : Fréquence de résonance, directivité et efficacité des antennes parapluie

Sans structure de soutien, l'antenne parapluie avec 12 bras rayonnants offre des caractéristiques de rayonnement supérieures à celle de l'antenne parapluie avec 6 bras rayonnants : de l'ordre de 6% en terme d'efficacité. Cependant, on s'aperçoit que lorsqu'on considère la structure de soutien, les caractéristiques de l'antenne avec 12 bras rayonnants se détériorent plus rapidement : -17% en efficacité en comparaison de -5% pour l'antenne avec 6 bras. La structure de soutien plus importante sur l'antenne avec 12 bras provoque une baisse de performances plus conséquente.

Très peu de changements sont à noter au niveau de la directivité.

Finalement, l'antenne parapluie avec 12 bras rayonnants semble plus efficace (+6%) lorsque celle-ci est modélisée idéalement sans structure de soutien. Ceci n'est plus vrai lorsque la structure de soutien est considérée. En effet, l'influence de la structure de soutien est plus importante sur l'antenne avec 12 bras à la fois en fréquence (3% contre 0,8%) et en efficacité (-17% contre -5%). Ceci peut s'expliquer par le fait que :

- les câbles de soutien de l'antenne avec 12 bras sont plus longs donc ils provoquent plus d'influence sur le fonctionnement de la structure par effet de couplage et courants de fuite;
- le nombre d'isolateurs est plus élevé sur l'antenne avec 12 bras, par conséquent, la capacité « parasite » équivalente est plus importante.

II.E) Conclusion

Les structures de soutien sont à prendre en considération car elles peuvent avoir des répercussions non négligeables sur le fonctionnement des structures VLF/LF. Nous avons vu que son influence sur une antenne parapluie dépend à la fois du nombre de bras rayonnants et de leur longueur en comparaison à celle des câbles de soutien.

III) ÉTUDE DE L'ANTENNE OMEGA « E » DE L'ILE DE LA RÉUNION

III.A) Présentation

Cette antenne, située sur l'île de la Réunion au nord de Saint-Paul, a été conçue à partir de 1968 par la marine américaine pour la navigation de son aviation militaire. Le système de radionavigation OMEGA [www.OMEGA], constitué au final de huit stations à travers le monde, avait comme objectif la couverture de tous les océans du globe et la possibilité pour ses utilisateurs de déterminer une position à quatre miles près.

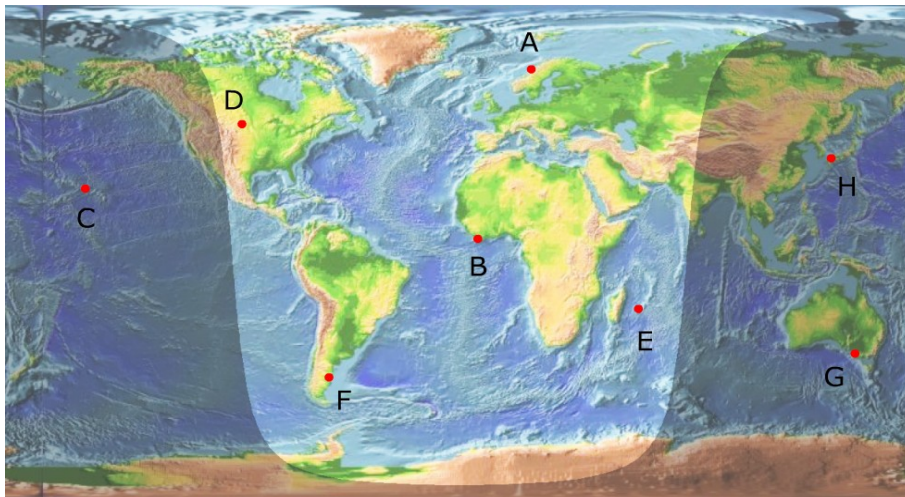


Figure IV.44 : Système OMEGA : emplacement des huit émetteurs

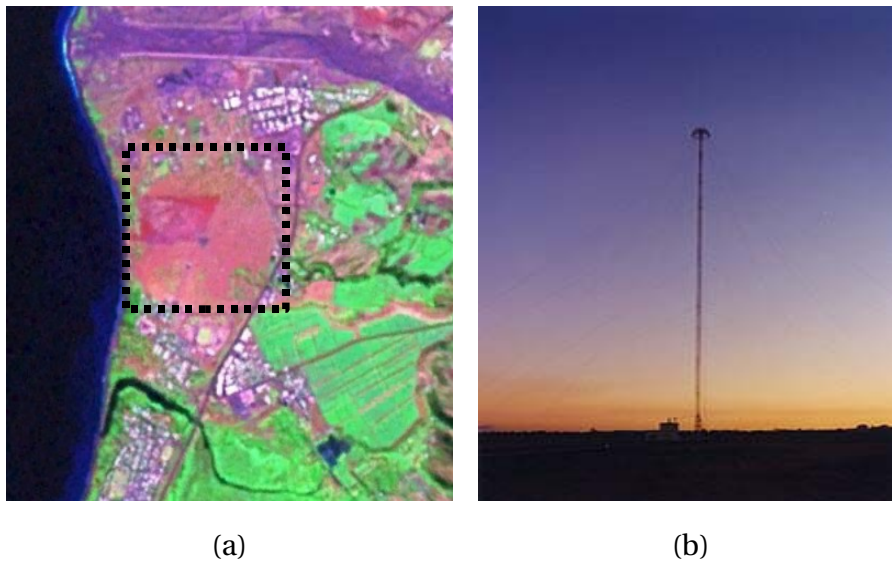
Les huit émetteurs OMEGA, répartis sur l'ensemble de la planète (**Figure IV.44**), étaient désignés par des lettres de l'alphabet :

- A en Norvège.
- B à Paynesville, au Libéria.
- C à Kanehoe, à Hawaïi.
- D à LaMoure, dans le Dakota du Nord.
- E à Saint- Paul, à la Réunion.
- F à Trelew, en Argentine.

- G à Woodside, en Australie.
- H à Shushi-Wan, au Japon.

Chaque station fonctionnait dans la gamme VLF et transmettait des impulsions sur les trois fréquences de 10.2 kHz, 11.33 kHz et 13.6 kHz.

La **Figure IV.45** représente l'antenne OMEGA « E » de l'île de la Réunion. Le site de l'antenne était un disque sans constructions que l'on distingue très bien vue du ciel (**Figure IV.45.a**).



*Figure IV.45 : Antenne OMEGA « E » de l'île de la Réunion : vue du ciel (a)
et vue du sol (b)*

Par la suite, on a découvert leur utilité pour guider les sous-marins, mais au fil des ans, le système était de plus en plus employé à des fins civiles (navigation aérienne).

Dans les années 1990, le succès du GPS a entraîné un recul de son usage, à tel point que l'entretien ne se justifiait plus. Le système a été définitivement arrêté et toutes les stations ont cessé d'émettre le 30 septembre 1997. L'antenne OMEGA « E » de l'île de la Réunion a été détruite à la suite de sa mise hors service. La station de LaMoure sert aujourd'hui à la Navy de système de communication avec ses sous-marins.

III.B) Modélisation

Nous allons ici nous pencher sur la modélisation d'une antenne VLF qui a existé et ainsi comparer nos résultats de simulation à des résultats de mesures obtenus lors de l'élaboration de

l'antenne en 1973 [Holmes73]. Ces résultats de référence concernent la fréquence de résonance et l'impédance de l'antenne à la fréquence de travail de 10.2 kHz.

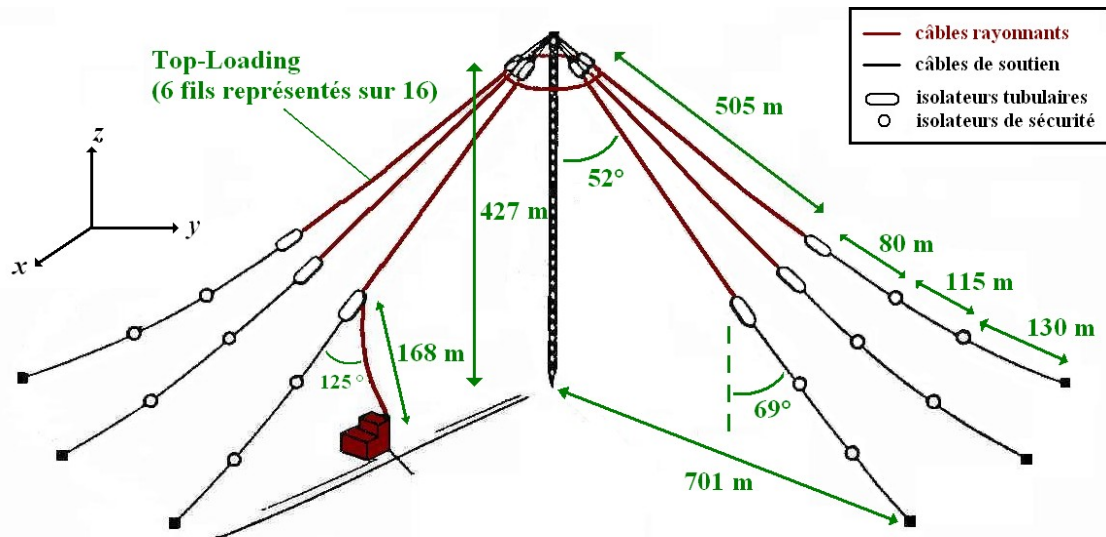


Figure IV.46 : Structure de l'antenne « E » du système OMEGA

L'antenne OMEGA est composée d'une tour principale à laquelle sont connectés les câbles rayonnants et les câbles de soutien. La tour principale ne constitue pas un élément rayonnant et elle n'est pas isolée du plan de sol. Ceci est une particularité de cette antenne, établie lors d'études préliminaires.

Les paramètres de l'antenne « E » du système OMEGA ainsi que les caractéristiques des isolateurs utilisés sur les structures de soutien sont exposés dans le **Tableau IV.6**.

<u>Paramètres de l'antenne OMEGA</u>	
• Diamètre des câbles rayonnants :	$r_1 = 3 \text{ cm}$
• Diamètre de la tour centrale :	$r_2 = 2,56 \text{ m}$
• Hauteur de la tour centrale :	$H = 427 \text{ m}$
• Longueurs des câbles rayonnants :	$L = 505 \text{ m}$
<u>Paramètres des isolateurs</u>	
• Isolateurs tubulaires :	$C = 10 \text{ pF}$
• Isolateurs de sécurité :	$C = 1 \text{ pF}$

Tableau IV.6 : Paramètres de l'antenne OMEGA

Le plan de masse utilisé pour les simulations TLM est infini. En conséquence, le sol n'a pas été pris en considération. En réalité, il est constitué de 90 câbles radiaux en forme circulaire d'environ 500 m de long. La modélisation d'un tel plan de sol est impossible à l'heure actuelle car le nombre de cellules TLM influencées serait trop important (estimé à plus 3,8 million de nœuds) et par conséquent la matrice de couplage TLM – modèle « Fil Mince » impossible à inverser (voir Chapitre III).

Les câbles rayonnants sont au nombre de seize, ils sont connectés aux structures de soutien par l'intermédiaire d'isolateurs tubulaires modélisés par des capacités de 10 pF. Des isolateurs de sécurité, modélisés par des capacités de 1 pF, sont ajoutés en série sur le bas des câbles de soutien. L'emplacement des isolateurs avait été optimisé par des mesures réalisées sur un modèle à échelle réduite afin de minimiser les phénomènes de claquage [Holmes73].

L'anneau de connexion des fils rayonnants d'un rayon de 4.6 mètres, en haut du pilier centrale, n'a pas été modélisé à cause de son facteur fortement multi-échelle. Les fils rayonnants sont reliés entre eux par un unique nœud de connexion. Les isolateurs tubulaires en haut de chaque câble rayonnant ont donc été remplacés par une capacité équivalente de 160 pF en haut de la tour de soutien. Cette approximation suppose que les effets des isolateurs tubulaires en haut des câbles rayonnants sont cumulatifs (placés en parallèle).

Les paramètres des simulations TLM sont exposés dans le **Tableau IV.7**.

• Volume de calcul TLM :	92 x 92 x 40 nœuds
• Dimension des cellules TLM :	$\Delta l = \Delta l_{\min} = \Delta l_{\max} = 50 \text{ m}$
• Nombre de segments « Fil Mince » :	163 (sans struc. soutien) 318 (avec struc. soutien)
• Dimension des segments $\Delta \xi$:	$25 \text{ m} \leq \Delta \xi \leq 75 \text{ m}$
• Nombres de cellules dans les PML :	16
• Excitation :	[1 Hz ; 300 kHz]
• Nombre de processeurs :	8
• Nombre d'itérations :	≤ 72000
• Temps de calcul par processeur :	environ 16 h / proc.
• Mémoire max. utilisée par processeur :	environ 26 Gb / proc.

Tableau IV.7 : Paramètres des simulations TLM

Le maillage TLM est constant tandis que le pas $\Delta \xi$ des segments de fil est variable. La condition de stabilité, $\Delta \xi \geq \Delta l_{\min}/2$, est respectée.

Les antennes sont excitées dans la bande [1 Hz ; 300 kHz] par un signal sinusoïdal modulé par une gaussienne.

Bien que le plan de sol ne soit pas pris en considération, le nombre de cellules TLM influencées par les fils minces, sur une telle structure, est relativement important (238560 nœuds) et l'espace mémoire nécessaire pour inverser la matrice de couplage TLM – modèle « Fils Minces » est en limite des possibilités actuelles des machines du CINES. La méthode d'inversion par blocs a été implémentée pour palier ce problème.

Afin de repousser les limites du code, la matrice de couplage TLM – modèle « Fil Mince », appelée « A », est subdivisée en quatre sous-matrices.

$$A = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \text{ d'où } A^{-1} = \begin{bmatrix} a^{-1} + a^{-1} \cdot b \cdot (d - c \cdot a^{-1} \cdot b)^{-1} \cdot c \cdot a^{-1} & -a^{-1} \cdot b \cdot (d - c \cdot a^{-1} \cdot b)^{-1} \\ -(d - c \cdot a^{-1} \cdot b)^{-1} \cdot c \cdot a^{-1} & (d - c \cdot a^{-1} \cdot b)^{-1} \end{bmatrix}$$

Les sous-matrices à inverser sont alors de taille moindre. Pour une subdivision, la taille des

matrices à inverser est divisée par deux. Sachant que l'espace mémoire utilisé pour l'inversion d'une matrice de taille ($N \times N$) est de N^3 , une seule subdivision permet un gain en mémoire d'un facteur 8. Cette méthode a permis de modéliser l'antenne OMEGA sans perte de précision.

Cependant des techniques modernes et plus performantes existent. Il s'agit d'un point d'amélioration à apporter au code TLM

III.C) Résultats

III.C.1) Impédance d'entrée

Les résultats TLM sont exploitables à partir d'environ 2 kHz. Les contraintes physiques de la structure antennaire (grandeurs de l'antenne de l'ordre de la centaine de mètre) entraîne un sur-maillage TLM et « Fil Mince » vis à vis des longueurs d'ondes mises en jeu. Ce sur-maillage a tendance à détériorer les résultats à très basses fréquences comme il a été vu au chapitre précédent avec la la ligne bifilaire. Ceci étant sans compter le nombre d'itérations temporelles qui devient vraiment très importants (de l'ordre de cent mille itérations).

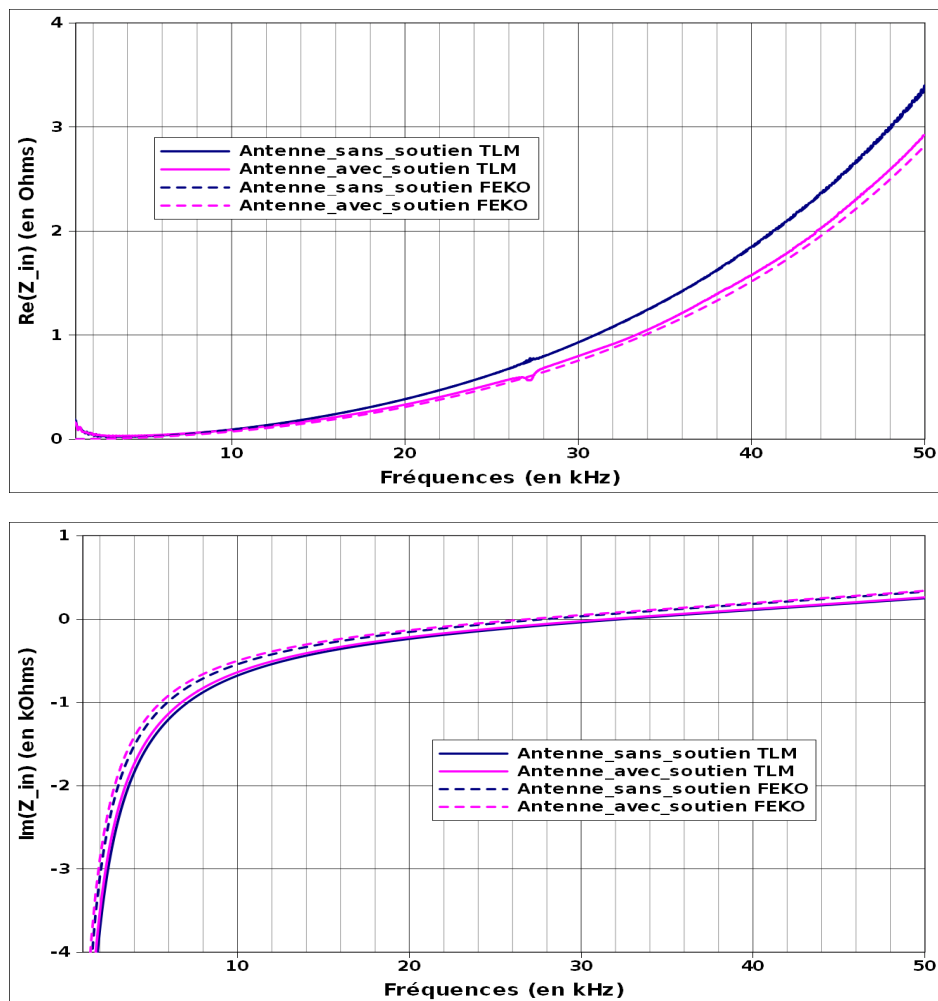


Figure IV.47 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne « E » du système OMEGA avec et sans structure de soutien simulées par TLM et FEKO

La **Figure IV.47** présente les résultats de l'impédance d'entrée simulée par la méthode TLM et le logiciel FEKO entre 1 kHz et 50 kHz pour l'antenne OMEGA avec et sans structure de soutien. On remarque que la structure de soutien influence la partie réelle de l'impédance d'entrée pour des fréquences supérieures à 20 kHz (erreur relative d'environ 15% à 50 kHz pour les deux logiciels). En dessous de cette fréquence l'influence peut être considérée comme négligeable.

D'après les mesures réalisées lors de la conception de l'antenne, il a été établi à 10,2 kHz :

- une résistance de rayonnement de 0,042 ohms,
- une capacité statique de 0,0354 μF ,
- une inductance totale pour le système de 6870 μH .

Si l'on ne tient pas compte des pertes par effet joule, les paramètres précédents permettent d'établir la valeur de l'impédance d'entrée de l'antenne telle que

$$Z_e = R_a + \left(\frac{1}{i \cdot \pi \cdot f \cdot C} \right) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_a, \text{ soit } Z_e = 0,042 - j \cdot 434 \text{ .}$$

Les impédances d'entrée fournies par la simulation TLM sans et avec structure de soutien sont respectivement $0,098-j662$ et $0,093-j623$. Le logiciel FEKO présente des impédance de $0,097-j526$ et $0,078-j486$.

La fréquence de résonance est donnée en mesure à 25,4 kHz. Les résultats FEKO donnent une fréquence de 27 kHz (6% d'erreur) tandis que les résultats TLM donnent une fréquence de 31,6 kHz (24% d'erreur).

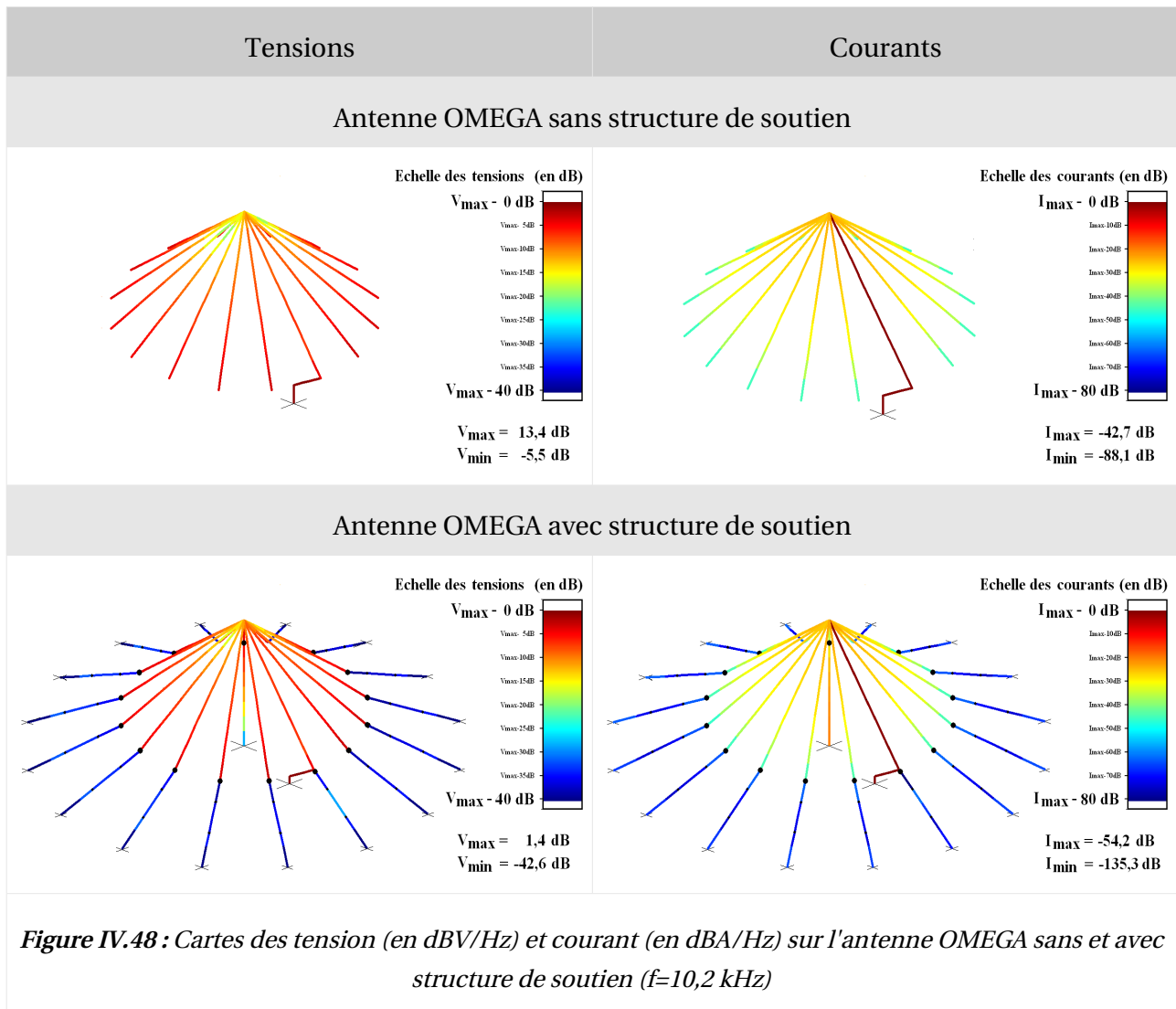
La prise en compte des structures de soutien tend à rapprocher les valeurs simulées des valeurs mesurées. Les résultats FEKO sont plus en accord avec les résultats de mesures. Ceci peut s'expliquer par les imprécisions au niveau du point de connexion de la méthode TLM.

L'absence de plan de sol réel peut expliquer les différences entre les résultats de mesures et ceux du logiciel FEKO.

III.C.2) Tension et courant sur l'antenne

Les cartes de tension et courant, à la fréquence de fonctionnement $f=10,2$ kHz, montrent que les niveaux des tension et courant sont plus faibles lorsqu'on tient compte de la structure de soutien. On observe une baisse d'environ 12 dB sur la modélisation avec structure de soutien pour les niveaux de tension et de courant.

Les niveaux de tension et courant dépendent des accumulations et des circulations de charges. La structure de soutien, par l'intermédiaire de courants de fuites, provoque une baisse de l'accumulation de charges en bout des câbles rayonnants. Ceci a pour effet de diminuer les niveaux globaux des tension et courant sur la structure rayonnante.



La tour de soutien est parcourue par des courants de fuite relativement importants : de l'ordre de -20 dB par rapport au courant maximal. La tension est également élevée au sommet de la tour. Cette tour, non isolée du plan de sol, participe activement à la détérioration de l'efficacité de l'antenne.

III.C.3) Rayonnement

Le diagramme de rayonnement obtenu par la méthode TLM de l'antenne OMEGA est comparé à celui d'un monopole omnidirectionnel de taille équivalente (Figure IV.49).

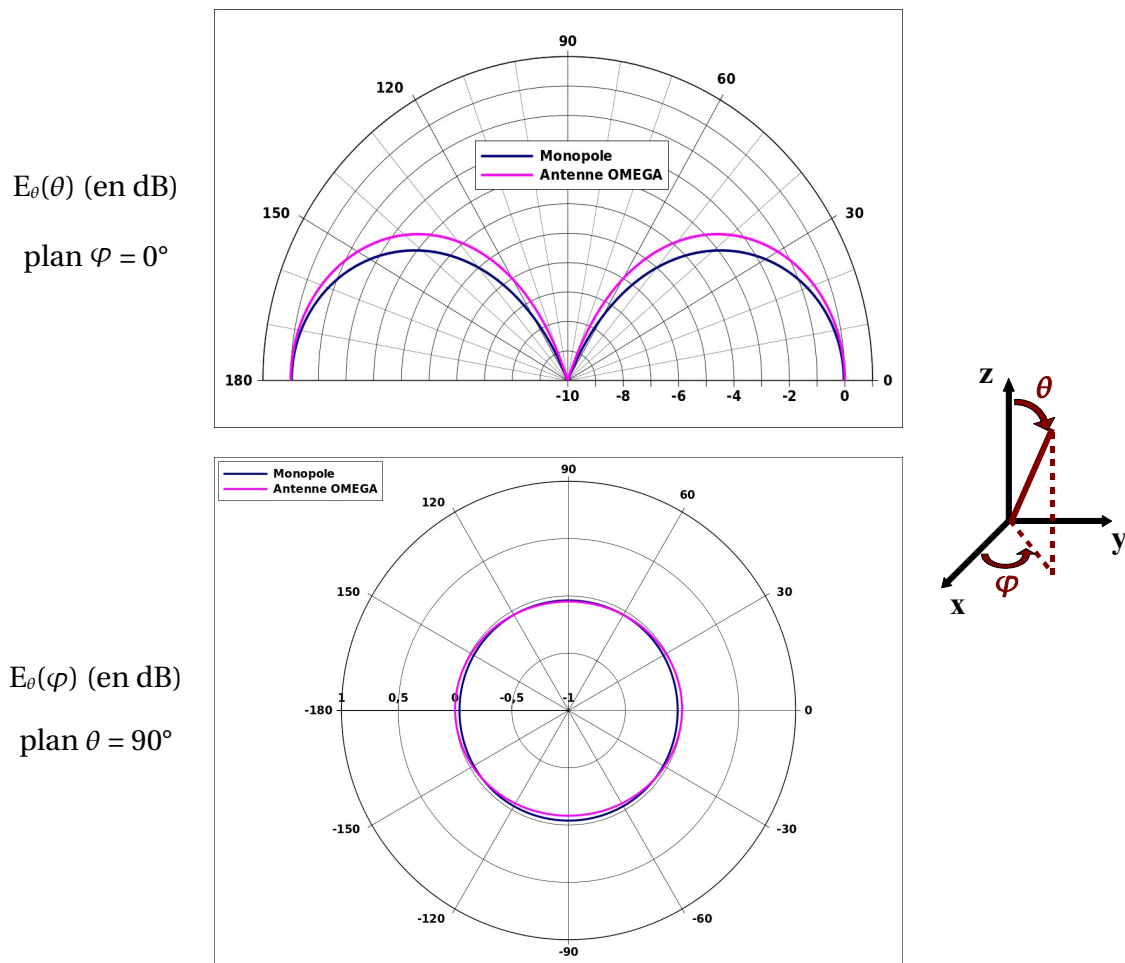


Figure IV.49 : Diagrammes de rayonnement : champ normalisé E_θ en dB suivant les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 90^\circ$

Le diagramme de rayonnement de l'antenne OMEGA est également quasi omnidirectionnelle. Comme pour les antennes parapluies, aucune différence n'a été constatée avec et sans structure de soutien.

III.D) Conclusion

La simulation de l'antenne « E » du système OMEGA a permis de comparer les performances du code TLM et celles du logiciel FEKO. Le logiciel FEKO est le plus performant présentant une erreur en fréquence de 6% par rapport à la mesure avec des temps de simulation de quelques minutes. Le plan de sol n'est pas modélisé, ce qui peut expliquer ce décalage. Le code TLM présente une erreur bien supérieure (24%) qui peut être expliquée par l'absence de traitements spécifiques au niveau de l'interconnexion des fils.

CHAPITRE IV – SIMULATION D'ANTENNES VLF/LF

Le code TLM avec modèle « Fil Mince » ne permet pas une descente en fréquence sans limite, comme il a été vu avec la ligne bifilaire. Il semble qu'un sur-maillage « Fil Mince » provoque la détérioration des résultats aux fréquences les plus basses.

IV) CONCLUSION

Il a été montré dans ce chapitre les possibilités qu'offrait le code TLM pour la modélisation d'antennes VLF.

L'influence des isolateurs sur les paramètres caractérisant les antennes VLF (admittance d'entrée, cartes de courant et tension, diagramme de rayonnement) a été étudiée. Nous avons vu que les structures de soutien peuvent avoir des répercussions non négligeables sur le fonctionnement des antennes. L'influence sur une antenne parapluie dépend à la fois du nombre de bras rayonnants et de leur longueur en comparaison à celle des câbles de soutien.

L'antenne OMEGA nous a permis de comparer les résultats de simulation à des résultats de mesures et ainsi confronter les performances du code TLM au logiciel FEKO.

CONCLUSION

CONCLUSION

CONCLUSION

CONCLUSION

CONCLUSION

Les travaux exposés dans ce mémoire ont été réalisés dans le cadre d'une thèse DGA. Aujourd'hui seuls les militaires sont intéressés par l'amélioration des télécommunications VLF/LF. L'objectif de cette thèse a été de développer un outil numérique capable de modéliser des antennes VLF/LF dans leur environnement. L'étude de l'influence de la structure de soutien et des composants associés (isolateurs) était l'objectif principal.

Dans un premier temps, un tour d'horizon de la gamme VLF/LF a été effectué. Les caractéristiques particulières de ces antennes qui les rendent difficiles à appréhender ont été rappelées. Il a été montré qu'à l'heure actuelle aucun outil numérique n'est capable de modéliser ces antennes de façon précise en tenant compte de leur environnement. La méthode des moments (avec les logiciels NEC et FEKO) semble être la plus aboutie. Elle peut être considérée à l'heure actuelle comme une référence pour la modélisation d'antennes sur plan de masse infini. Les avantages de la méthode TLM (Transmission Line Matrix) lui donnent des perspectives d'avenir intéressantes qui dépassent les limites des logiciels actuels.

Nous nous sommes également intéressés à l'étude microscopique des isolateurs en régime linéaire dans la gamme des VLF/LF. Les phénomènes physiques mis en jeu au niveau de ces points chauds ont été rappelés. Cette étude a permis d'aboutir à un schéma électrique équivalent en régime linéaire de l'isolateur sur une large bande de fréquences. Ce schéma numérique a ensuite été intégré au modèle « Fil Mince ». Trois méthodes pour intégrer les composants au modèle ont été présentées puis validées sur des structures guidées (ligne bifilaire) et rayonnantes (antenne dipôle) simples. La méthode de la « Source de Tension » s'est révélée être la plus performante.

Ces développements nous ont permis d'étudier l'influence des infrastructures de soutien sur le fonctionnement des antennes parapluie. Il a également été possible de caractériser une antenne VLF qui a existé, l'antenne OMEGA, en tenant compte de la structure de soutien et des composants associés. Le modèle « Fil Mince » doit encore être amélioré pour rivaliser avec les performances du logiciel FEKO. Pour cela, des travaux de développements sur le code TLM sont encore à fournir :

- amélioration de l'interconnexion de plusieurs fils arbitrairement orientés (travail en cours de développement),
- diminution des ressources informatiques nécessaires à l'inversion matricielle afin de simuler des structures plus complexes.

La caractérisation des paramètres influents sur le fonctionnement des antennes VLF est encore à approfondir notamment au niveau des plans de sol :

CONCLUSION

- développement des milieux dispersifs pour la prise en compte de sols inhomogènes très proches de la réalité.

Avec ces nouveaux développements nous disposerons du seul outil de modélisation numérique capable de modéliser les antennes VLF/LF en tenant compte de leur environnement de façon précise. Le prix à payer étant un coût en espace mémoire et des temps de calculs prohibitifs. Nous comptons sur les performances toujours croissantes des super-calculateurs des centres nationaux tels que le CINES.

A l'heure actuelle, les antennes basses fréquences les plus efficaces sont malheureusement celles qui sont les plus imposantes. L'ajout de « top-loading », qui a pour but de diminuer la fréquence de résonance tout en ayant des hauteurs d'antennes acceptables, entraîne une forte baisse de l'efficacité. Nous nous trouvons face à un problème complexe de miniaturisation semblable à celui rencontré sur des antennes haute fréquence. La communauté scientifique « antenniste » se penche sur ces problèmes depuis déjà plusieurs années et des solutions de miniaturisation existent. Un travail de recherche intéressant à mener sera d'essayer d'appliquer ces solutions au monde VLF/LF et de valider les résultats à l'aide de notre outil de modélisation.

PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS

PUBLICATIONS & COMMUNICATIONS

➤ Symposiums internationaux à comité de lecture et avec proceedings

G. VERISSIMO, **R. CUGGIA**, M. CUEILLE, J.L. DUBARD, M. NEY, CH. PICHOT, “Multi-scale modeling of VLF/LF antennas with an arbitrarily oriented thin wire TLM node integrating lumped component”, IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS2010), 28 août - 3 septembre 2010, Hawaï, États-Unis (papier invité)

R. CUGGIA, J.L. DUBARD, M. NEY, CH. PICHOT, “Modeling of VLF/LF Antenna Insulators With an Arbitrarily Oriented Thin Wire Loaded TLM Node”, 4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2010), 12-16 avril 2010, Barcelone, Espagne

G. VERISSIMO, **R. CUGGIA**, J.L. DUBARD, M. NEY, CH. PICHOT, “Multi-Scale Modeling of Antennas With TLM Method”, 4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2010), 12-16 avril 2010, Barcelone, Espagne

R. CUGGIA, J.L. DUBARD, M. NEY, CH. PICHOT, “Numerical Characterization of Insulators for VLF Antennas”, 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2009), 23-27 mars 2009, Berlin, Allemagne

➤ Implication dans des conventions de recherche

"Etude de simulation d'antennes VLF/LF", Contrat DGA/CTSN n°2007 61 138

➤ Implication dans des Rencontres Industriels - Académiques

R. CUGGIA, « Modélisation d'antennes très basses fréquences (VLF/LF) par la méthode des lignes de transmission (T.L.M.) », Journée Scientifique D.G.A. - Recherche et Innovation, 14 mai 2009, Paris

R. CUGGIA, J.L. DUBARD, M. NEY, CH. PICHOT « Modélisation d'antennes très basses fréquences (VLF / LF) par la méthode T.L.M. », Rencontre LEAT – Industriels – Académiques, à l'initiative des Projets ANR CIMPA et PHERMA labellisés par le Pôle de Compétitivité SCS, 29 mai 2008, Sophia-Antipolis

R. CUGGIA, J.L. DUBARD, M. NEY, CH. PICHOT « Modélisation d'antennes très basses fréquences (VLF / LF) par la méthode T.L.M. », Journée Thématique DGA « Très Basses fréquences », 20 septembre 2007, CTSN de Toulon

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie chapitre 1

- [Akleman01] F. Akleman, M. O. Ozyalcın, L. Sevgi, « *Time Domain Ground Wave Propagators based on FDTD and TLM Techniques* », CEM-TD, Proc. of 4th Int. Workshop on CEM in the Time Domain – FDTD, TLM and Related Techniques, Nottingham, UK, Sep 16-19, **2001**.
- [Andréani99] Andréani Cornabé C., « Modélisation de structure antennaire VLF/LF », thèse de doctorat soutenue en 1999, Laboratoire : LEAT Valbonne – Dr. de Thèse : Christian PICHOT, **1999**.
- [Arumugam09] Arumugam D.D., Engels D. W., « *Characteristics of passive UHF RFID tags on liquids* », IEEE Antennas And Propagation Society International Symposium, APSURSI '09, pp. 1-4, 1-5 June **2009**.
- [Belrose83] Belrose J. S., Hatton W. L., McKerrow C. A., « *The engineering of communication systems for low radio frequencies* », Proc. IRE, Vol. 47, pp. 661, **1959**.
- [Benhabiles95] Benhabiles B., « *Etude du comportement électromagnétique de capteurs sous-marins en gamme VLF* », thèse de doctorat soutenue en 1995, Laboratoire : LEAT Valbonne – Dr. de Thèse : Christian PICHOT, **1995**.
- [Berenger94] Berenger J. P., « *A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves* », Journal Comp. Phys., Vol. 114, No 2, pp. 110-117, October **1994**.
- [Berenger96] Berenger J. P., « *Perfectly matched layer for the FDTD solution of wave-structure interaction problems* », IEEE Trans. On Ant. Prop., Vol. 44, No 1, pp. 110-117, **1996**.
- [Berenger02] Berenger J.-P., « *FDTD computation of VLF-LF propagation in the earth-ionosphere waveguide* », vol. 57, No 11-12, pp. 1059-1090, **1965**.
- [Budden51] Budden, K.G., « *The reflection of the very low frequency radio waves at the surface of a sharply bounded ionosphere with superimposed magnetic field* », Philosophical Magazine 42, 833-850, **1951**.
- [Budden66] Budden, K.G. « *Radio Waves in the Ionosphere* », Cambridge University Press, Cambridge, **1966**.

BIBLIOGRAPHIE

- [Burke81] **Burke G. J., Poggio A. J.**, « *Numerical Electromagnetic Code (NEC) : Method of Moments, Part. II : User Guide* », Lawrence Livermore Laboratory, 1981.
- [Cahill90] **Cahill J. P.**, « *Comparison of NEC-GS to measured design curves for VLF monopoles* », 6th Annual review of progress in applied Computational Electromagnetic (Milcom 1990) pp. 308-315, March 1990.
- [Chen06] **Chen Z., Zhang J.**, « *Analytic Representations of FDTD Solutions for Electromagnetic Modelling* », Proceeding of the 5th International Workshop on Computational Electromagnetics in the Time Domain, Halifax, Nova Scotia, June 17-19, 2003.
- [Chen09] **Chen Z., Ney M.**, « *The Method of Weighted Residuals : A General Approach to Deriving Time- and Frequency-Domain Numerical Methods* », IEEE Antennas and Propagation Magazin, Nova Scotia, June 17-19, 2009.
- [Christopoulos95] **Christopoulos C.**, « *The transmission-line modeling method TLM* », Series on Electromagnetic Wave Theory, IEEE/OUP Press, 1995.
- [Davidson05] **David B. Davidson**, « *Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering* », Cambridge University Press 2005.
- [Deneris94] **Deneris C., Schukantz J. H., Hansen P.**, « *NEC4 Analysis of a Navy VLF Antenna* », 10th Annual Review of Progress in Applied Computational, Electromagnetics, Monterey, CA, March, 1994.
- [Dubard90] **Dubard J.-L., Pompei D., Le Roux J., Papiernik A.**, « *Characterisation of microstrip antennas using the TLM simulation associated with a Prony-Pisarenko method* », Intl. Journal of Numerical Modelling, Vol. 3, No 4, pp. 269-285, December 1990.
- [Dubard92] **Dubard J.-L.**, « *Caractérisation d'antennes imprimées par la méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM) associée à une technique moderne de traitement numérique du signal* », thèse de doctorat en Électronique soutenue en mai 1992, Université Nice Sophia Antipolis – Dr. de Thèse : Albert Papiernik, 1992
- [Dubard00] **Dubard, J.-L. - Pompei, D.**, « *Optimization of the PML efficiency in 3-D TLM method* », IEEE Trans. on MTT, Vol. 48, No 7, Part 1, pp.1081 – 1088, Juillet 2000 .

BIBLIOGRAPHIE

- [Fieve05] Fieve, « *Caractérisation du bruit dans le canal de transmission VLF/LF ; création d'un nouveau modèle de bruit : VALERIE* », thèse de doctorat soutenue le 26/07/05, Laboratoire : DGA/CTSN Télécom Navales Toulon – Dr. de Thèse : Louis BERTEL, 2005.
- [Hagaman61] Hagaman B. G., « *Low frequency antennas* », Antennas Engineering Handbook (ed Johnson R. C. & Jasik H.) Mc Graw-Hill Book Compagny, Chap24, 1961.
- [Harrington67] Harrington R. F., « *Matrix Method for Field Problems* », Proc. of the IEEE, vol. 55, No. 2, février 1967
- [Hoefer85] Hoefer, W. J. R. « *The transmission line matrix method - Theory and applications* », IEEE Trans. on MTT, Vol. 33, No 10, pp. 882-893, 1985.
- [Hrastnik09] Hrastnik J., Pihler J., « *Designing a New Post Insulator Using 3-D Electric-Field Analysis* », IEEE Trans. On Power Delivery, Vol. 24, No 3, pp. 1377-1381, July 2009
- [Hurdsman03] Hurdsman D. E., Hansen P. M., Rockway J. W., « *LF and VLF antenna modeling* », IEEE 2003 – Space and Naval Warfare Systems Center, San Diego, pp. 811-814, 2003.
- [Jin92] Jin H. and Vahldieck R., « *The frequency-domain transmission line matrix method – A new concept* », IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 40, pp. 2207-2218, December 1992
- [Johns71] Johns P. B., Beurle R. L., « *Numerical solution of 2-Dimensional Scattering Problems using a Transmission Line Matrix* », Proc. IEE, Vol. 118, No. 9, pp.1203-1208, 1971.
- [Johns87] Johns P. B., « *A symmetrical condensed node for the TLM method* », IEEE Trans. MTT, Vol. 35, No 4, pp, 1203-1208, April 1987.
- [Keller09] Keller S. D., Coburn, W. O., Weiss, S. J., « *Efficient electromagnetic modeling of bent monopole antenna on aircraft wing using FEKO* », 3rd European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP 2009, pp. 2226-2228, 23-27 March 2009.
- [Larbi06] Larbi B., « *Modélisation de structure antenne VLF/LF* », thèse de doctorat soutenue en octobre 2006, Laboratoire : LEAT Valbonne – Dr. de Thèse : Christian PICHOT, 2006.

BIBLIOGRAPHIE

- [Lesniewska02] Lesniewska E., « *The Use of 3-D Electric Field Analysis and the Analytical Approach for Improvement of a Combined Instrument Transformer Insulation System* », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, No 2, pp. 1233-1236, March 2002.
- [Ojha09] Ojha J. R., Singer H., « *Modelling of Antennas for Car Communications* », IEEE 69th Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2009, pp. 1-5, 26-29 April 2009.
- [Peña97] Peña N., Ney M., « *Absorbing boundary conditions using perfectly matched layer (PML) technique for three-dimensional TLM simulations* », IEEE Trans. MTT, Vol. 45, No. 10, pp.1749-1755, October 1997.
- [Poulbot93] Poulbot, « *Contribution à l'optimisation d'antennes sous-marine* », thèse de doctorat soutenue 13/10/93, Laboratoire : Ecole centrale de Lyon, Ecully – Dr. De Thèse : Alain NICOLAS, 1993.
- [Saguet82] Saguet P., Pic E. « *Utilisation d'un nouveau type de nœud dans la méthode TLM en 3 dimensions* », Electron. Lett., Vol. 18, No 11, pp. 478-480, Mai 1982.
- [Scaramuzza90] Scaramuzza R., Lowery A. J., « *Hybrid Symmetrical Condensed Node for the TLM method* », Electronic Letters, Vol. 26, No 23, November 1990.
- [Schopp93] Schopp M., « *Multiple-tuned VLF Antennas* », IEEE Trans. On Broadcasting, Vol. 39, No 4, pp. 402-407, December 1993.
- [Schumann52] Schumann , W.O., « *Über die strahlungslosen eigenschwingungen einer leitenden Kugel, die von einer Luftschicht und einer Ionosphärenhülle umgeben ist* », Zeitschrift Naturforschung 7A, 6627-6628, 1952.
- [Stratton41] Stratton, J. A., « *Electromagnetic theory* », New York McGraw Hill, pp. 488-490, 1941.
- [Thomson93] Thomson, N.R., « *Experimental daytime VLF ionospheric parameters* », Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics 55, 173-184, 1993.
- [Trenkic96] Trenkic V., Christopoulos C., Benson T. M., « *Advanced node formulations in TLM – the adaptable symmetrical condensed node* », IEEE Trans. MTT, Vol. 44, No 12, pp. 2473-2478, December 1996.
- [Vassiliki06] Vassiliki T. Kontargyri, I. F. Gonos, I. A. Stathopoulos, A. M. Michaelides, « *Simulation of the Electric Field on High Voltage Insulators using the*

BIBLIOGRAPHIE

- Finite Element Method*», Electromagnetic Field Computation, 12th Biennial IEEE Conf. On, pp. 373-373, 2006.
- [Volakis98] Volakis J. L., Chatterjee Kempel L., « *Finite element method for electromagnetics : Antennas, Microwave circuits and Scattering applications* », IEEE Press, 1998
- [Wait57] Wait, J.R., « *The mode theory of VLF ionospheric propagation for finite ground conductivity* », Proceedings of the IRE 45, 760-767, 1957.
- [Wait58] Wait, J.R., « *An extension to the mode theory of VLF ionospheric propagation.* », Journal of Geophysical Research 63, 125-135, 1958.
- [Wait63] Wait J. R., « *A note on E-field and H-field losses for ground-based antennas* », Proc. IEEE, Vol. 52, No 2, pp. 366, February 1963.
- [Wait65] Wait, J. R., Spies, K.P., « *Influence of finite ground conductivity on the propagation of VLF radio waves* », Journal of Research National Bureau of Standards, Radio Sciences 69D, 1359-1373, 1965.
- [Watt67] Watt A. D., « *VLF Radio Engineering* » Pergamon Press, New York, 1967.
- [Wheeler84] Wheeler H.A., « *Small Antennas* » in R. C. Johnson and H. Jasik (eds.), Chap. 6, Defines properties and limitations of small antennas, Antennas Engineering handbook, 2nd Ed., McGraw-Hill Book Compagny, New York, 1984.
- [Wrigley66] Wrigley W. B., Ray N. R., « *Effects of dielectric scaling on the radiation characteristics of an antenna* », IEEE Trans. on Ant. Prop., Vol. 14, No 1, pp. 99-100, January 1966.
- [wwwNASA] <http://www.nas.nasa.gov/> Division NAS (NASA Advanced SuperComputing Division) de la NASA (National Aeronautics and Space Administration)
- [wwwCINES] <http://www.cines.fr/> CINES (Centre Informatique National de l'Enseignement Supérieur)
- [wwwPASTIX] <http://pastix.gforge.inria.fr/files/README-txt.html> Pastix (Parallel Sparse matrix package)
- [Yee66] Yee K. S., « *Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media* », IEEE Trans. On Ant. Prop., Vol. 14, No 4, pp. 302-307, 1966.

BIBLIOGRAPHIE

- [Zakrzewski02] Zakrzewski K., B. Tomczuk, D. Koterak, « *Simulation of Forces and 3-D Field Arising During Power Autotransformer Fault Due to Electric Arc in HV Winding* », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, No 2, pp. 1153-1156, March 2002.

Bibliographie chapitre 2

- [Ahmed98] A. Ahmed, H. Singer, P. K. Mukherjee, « A numerical model using surface charges for the calculation of electric fields and leakage currents on polluted insulator surfaces », 1998 *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, vol. 1, pp. 116-119, 25-28 October 1998.
- [Chakravorti93] S. Chakravorti, P. K. Mukherjee, « Power frequency and impulse field calculation around a HV insulator with uniform or nonuniform surface pollution », *IEEE Trans. on Electrical Insulation*, vol. 28, no. 1, pp. 43-53, February 1993.
- [Chavez02] Chavez P. P., Rahmatian F., Jaeger A. F., « *Accurate Voltage Measurement With Electric Field Sampling Using Permittivity-Shielding* », IEEE Trans. On Power Delivery, vol. 17, no. 2, pp. 362-368, April 2002.
- [Dhalaan03] S. M. A. Dhalaan, M. A. Elhribawy, « Simulation of voltage distribution calculation methods over a string of suspension insulators », 2003 *IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, vol. 3, pp. 909-914, 7-12 September 2003.
- [Gary98] C. Gary, « Effet couronne sur les réseaux électriques aériens », édition Techniques de l'Ingénieur, 1998.
- [Jinliang06] Z. Bo, H. Jinliang, C. Xiang, H. Shejiao, Z. Jun, « Electric field calculation for HV insulators on the head of transmission tower by coupling CSM with BEM », *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 42, no. 4, pp. 543-546, April 2006.

BIBLIOGRAPHIE

- [Singer74] H. Singer, H. Steinbigler, P. Weiss, « A charge simulation method for the calculation of high voltage fields », *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, no. 5, pp. 1660-1668, September/October 1974.
- [Skopec94] A. Skopec, J. G. Wankowicz, B. Sikorski, « Electric field calculation for an axially-symmetric insulator with surface contamination », *IEEE Trans. On Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 1, no. 2, pp. 332-339, April 1994.
- [Takuma81] T. Takuma, T. Kawamoto, H. Fujinami, « Charge simulation method with complex fictitious charges for calculating capacitive-resistive fields », *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-100, no. 11, pp. 4665-4672, November 1981.
- [Vaillancourt94] G. H. Vaillancourt, J. P. Bellerive, M. St-Jean, C. Jean, « New live line tester for porcelain suspension insulators on high-voltage power lines », *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 9, no. 1, pp. 208-219, January 1994.
- [Wei06] He Wei, Yang Fan, Wang Jingang, Yang Hao, C. Minyou, Yao Degui, « Inverse application of charge simulation method in detecting faulty ceramic insulators and processing influence from tower », *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 42, no. 4, pp. 723-726, April 2006.
- [wwwCEI] CEI « Commission Électrotechnique Internationale » ou IEC « *International Electrotechnical Commission* » : <http://www.iec.ch/>
- [wwwED] Site Web ElectroDesign : <http://electrodesign.info/normes.jsp>
- [Yializis78] A. Yializis, E. Kuffel, P. H. Alexander, « An optimized charge simulation method for the calculation of high voltage fields », *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-97, no. 6, pp. 2434-2438, November/December 1978.
- [Zhao00] T. Zhao, M. G. Comber, « Calculation of electric field and potential distribution along nonceramic insulators considering the effects of conductors and transmission towers », *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 15, no. 1, pp. 313-318, January 2000.

Bibliographie chapitre 3

BIBLIOGRAPHIE

- [Al-Asadi94] M. Al-Asadi, T. M. Benson and C. Christopoulos, « *Interfacing field problems modelled by TLM to lumped circuits* », Electron. Lett., Vol. 30, No. 4, february, 1994.
- [Cascio97] Cascio L., Hoeffer, W. J. R., « *Modification of the 3D-TLM scattering matrix to model nonlinear devices in graded and heterogeneous regions* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Difest, Vol. 2, pp. 897-900, June 1998
- [Edelvik03] Edelvik F. « *A new Technique for Accurate and Stable Modeling of Arbitrarily Oriented Thin Wires in the FDTD method* », IEEE Trans. Electr. Comp., Vol. 45, No. 2, mai 2003.
- [Harrington67] Harrington R., Mautz J., « *Straight wires with arbitrary excitation and loading* », IEEE Trans. Antennas and Propag. , Vol. 15, N° 4, p502-515, July, 1967.
- [Harrison63] Ch. W. Harrison, « *Monopole with Inductive Loading* », IEEE Trans. Antennas and Propag., Vol. 11, N° 4, p394-400, July, 1963.
- [Jin94] H. Jin, R. Vahldieck. « *Direct Derivations of TLM Symmetrical Condensed Node and Hybrid Symmetrical Condensed Node from Maxwell's Equations Using Centered Differencing and Averaging* », IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 42, No. 12, december, 1994.
- [Park01] J.W. Park, P.P.M. So and W.J.R. Hoefer, « *Lumped and Distributed Device Embedding Techniques in Time Domain TLM Field Models* », IEEE Microwave Symposium Digest, 2001.
- [Russer91] P. Russer, P. P. M. So, and W. J. R. Hoefer, « *Modeling of Nonlinear Active Regions in TLM* », IEEE Microwave Guided Wave Lett., Vol. 1, No. 1, January 1991.
- [Thosi03] Thosi H., « *Modélisation d'antennes reconfigurables à diodes PIN et Varicap par la TLM* », thèse de doctorat en Électronique soutenue le 06/11/2003, Université Nice Sophia Antipolis – Dr. de Thèse : Jean-Marc Laheurte, 2003.

Bibliographie chapitre 4

BIBLIOGRAPHIE

- [Andreasen62] M. G. Andreasen, R. L. Tanner , « *Broadband low-frequency antennas* », Space-Genral Corp., El Monte, Californie, TGR-West Rept. W-201, Mars 1962.
- [Gangi65] A. F. Gangi, S. Sensiper, G. R. Dunn, « *The characteristics of electrically short umbrella top-loaded antennas* », IEEE Trans. on Ant. Prop., Vol. 13, pp. 864, 1965.[wwwOMEGA] « *The OMEGA Radionavigation System* », <http://www.jproc.ca/hyperbolic/omega.html>
- [Harris62] F. B. Jr. Harris, R. L. Tanner , « *Low-frequency antennas investigation* », Space-Genral Corp., El Monte, Californie, TGR-West Rept. W-201, Août 1962.
- [Holmes73] Holmes & Narver Inc., « *Basis Of Electrical Design Grounded Tower Antenna OMEGA Navigation Station La Reunion* », juillet 1973.

RÉSUMÉ :

MODÉLISATION D'ANTENNES TRÈS BASSES FRÉQUENCES (VLF/LF) : étude de l'influence de la structure, des composants associés et de l'environnement en vue de leur optimisation

Les télécommunications très basses fréquences (Very Low Frequency/Low Frequency) sont utilisées pour les communications militaires à couverture mondiale avec des sous-marins en plongée. La simulation de ces antennes nécessite l'utilisation de méthodes numériques bien souvent en limite de leur domaine de validité. L'objectif de la thèse est de développer un outil de modélisation globale des structures antennaires VLF/LF [3-300 kHz] prenant en compte l'environnement proche tels que les isolateurs, les structures de soutien, le plan de sol, les bâtiments annexes, ...

Une première partie est consacrée à la caractérisation des isolateurs. Le comportement de ces dispositifs soumis à de très hautes tensions est en effet peu connu dans la bande de fréquences VLF/LF.

Une seconde partie est consacrée à l'élaboration et au développement d'un modèle de "Fil Mince" arbitrairement orienté intégrant des composants localisés. Trois méthodes sont présentées puis validées par comparaison à des résultats théoriques.

Enfin l'étude de l'influence de la structure de soutien sur le fonctionnement des antennes VLF/LF est présentée.

ABSTRACT :

MODELING OF VERY LOW FREQUENCY AND LOW FREQUENCY (VLF/LF) ANTENNAS : study of closed environment effects like surrounding components in order to optimize

Communications with Low Frequencies (LF) and Very low frequencies (VLF) are used for military purposes, specially for communicating worldwide with submarines underwater at shallow depths. The modeling and simulation of such antennas require numerical methods close to their validity limits. The subject of this thesis deals with the global modelization of VLF/LF [3-300 kHz] antenna structure taking into account the local environment such as : insulators, ground plane, buildings,...

The first part of the thesis is devoted to the characterization of insulators. The behavior of these devices subjected to high voltages being unknown in the VLF/LF.

A second part is devoted to the developpment of a "Thin Wire" model arbitrarily oriented integrating localized components. Three methods are presented and validated by comparison with theoretical results.

Finally, simulations of VLF antennas taking into account the numerous radiating arbitrarily oriented wires with surrounding insulators are presented.